

Modelado e Identificación de Baterías de Ion-Litio y Supercondensadores para su aplicación al Vehículo Eléctrico

Henry Santiago Miniguano Miniguano

Tesis depositada en cumplimiento parcial de los requisitos para el
grado de Doctor en

Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática

Universidad Carlos III de Madrid

Director:

Andrés Barrado Bautista

Septiembre 2019

Esta tesis se distribuye bajo licencia “Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**”.



A mi familia y en memoria de Eloísa.

AGRADECIMIENTOS

A mi familia, quienes siempre están para apoyarme a la distancia, aún en mis momentos más difíciles.

A mi director de tesis, Andrés, por su tiempo y paciencia para desarrollar este trabajo.

A todos los integrantes del Grupo de Sistema Electrónicos de Potencia, que a través de su conocimiento y experiencia han hecho que la electrónica de potencia sea un nuevo estilo de vida.

A todos mis amigos de los despachos “Molones” y “Guais”, siempre hay un amigo en mí.

A Lorena, Pablo, Carlos, Emilio, Diego, Johanna, Daniel, Marcos, Alba, Alberto, Cristina, Alex, y Tony por el privilegio de juntarnos, cambiar y movernos hacia adelante, por siempre en mi corazón.

A todos esos seres humanos con los que me encontré a través del mundo, enseñándome que los éxitos y felicidad nunca terminan, mientras sigamos encontrando cosas que nos motiven en cualquier lugar que estemos.

CONTENIDOS PUBLICADOS Y PRESENTADOS

- **Artículos de Revista:**

1. H. Miniguano, A. Barrado, C. Fernández, P. Zumel, and A. Lázaro, “A General Parameter Identification Procedure Used for the Comparative Study of Supercapacitors Models,” *Energies*, vol. 12(9), p. 1776, 2019. DOI: 10.3390/en12091776.

(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 5. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita)

2. H. Miniguano, A. Barrado, A. Lázaro, P. Zumel and C. Fernández, “General Parameter Identification Procedure and Comparative Study of Li-ion Battery Models,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, presentados para su publicación.

(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 4. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)

3. H. Miniguano, A. Barrado, C. Fernández, P. Zumel, and A. Lázaro, “Parameter Identification of Equivalent Circuit Models of Li-ion Batteries and Supercapacitors with Pulse and Pseudorandom Binary Sequence (Pulse-PRBS),” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 12(9), presentados para su publicación.

(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 6. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)

- **Artículos de Congreso:**

4. H. Miniguano, C. Raga, A. Barrado, M. Sanz, A. Lázaro, D. López Del Moral, “Comparación de estrategias de control en corriente y tensión aplicadas a arquitecturas de distribución de potencia para vehículos eléctricos híbridos,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'13*, 2013. ISBN: 978-84-15302-60-5.

(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 7. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)

5. H. Miniguano, A. Barrado, C. Raga, A. Lázaro, C. Fernández, M. Sanz, “Análisis, comparación y validación experimental de modelos de supercondensadores aplicados a vehículos eléctricos híbridos,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'16*, 2016. ISBN: 978-84-608-9013-3.

(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 5. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)

6. H. Miniguano, C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, P. Zumel, E. Olías, “Análisis, comparación y validación experimental de modelos de baterías aplicados a vehículos eléctricos híbridos,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI’16*, 2016. ISBN: 978-84-608-9013-3.
(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 7. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)
7. H. Miniguano, C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, P. Zumel, and E. Olías, “A comparative study and parameterization of electrical battery models applied to hybrid electric vehicles,” *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2017. DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841345.
(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 4. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)
8. H. Miniguano, A. Barrado, C. Raga, A. Lázaro, C. Fernández, and M. Sanz, “A comparative study and parameterization of supercapacitor electrical models applied to hybrid electric vehicles,” *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2017. DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841354.
(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 5. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita)
9. H. Miniguano, A. Barrado, A. Lázaro, M. Sanz, E. Olías, C. Fernández, “Identificación y validación experimental de modelos eléctricos de baterías de Li-ion y supercondensadores mediante análisis espectral aplicados a vehículos eléctricos híbridos,” *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI’17*, 2017. ISBN: 978-84-606-8573-9.
(La información presentada en este artículo está parcialmente incluida en el Capítulo 6. Todo el material de esta fuente incluido en la tesis no está señalado por medios tipográficos ni referencias)

OTROS MÉRITOS DE INVESTIGACIÓN

- **Artículos de Revista:**

1. C. Raga, A. Barrado, H. Miniguano, A. Lazaro, I. Quesada, and A. Martin-Lozano, "Analysis and Sizing of Power Distribution Architectures Applied to Fuel Cell Based Vehicles," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2597, 2018. DOI: 10.3390/en11102597.

- **Artículos de Congreso:**

2. D. López del Moral, H. Miniguano; A. Barrado, M. Sanz, C. Raga, A. Lázaro, "Modelado en pequeña señal del convertidor Flyback Serie en MCC y estudio comparativo con el convertidor Clásico," Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'13, 2013. ISBN: 978-84-15302-60-5.
3. C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, H. Miniguano, P. Zumel, M. Sanz, "Análisis y dimensionamiento de arquitecturas de distribución de potencia aplicadas a vehículos propulsados por pilas de combustible," Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'13, 2013. ISBN: 978-84-15302-60-5.
4. C. Raga *et al.*, "Optimal sizing of propulsion systems applied to fuel cell based vehicles," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, pp. 4797–4803, 2014. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954058.
5. C. Raga, H. Miniguano, A. Barrado, A. Lázaro, I. Quesada, C. Fernández, "Dimensionamiento óptimo de sistemas de propulsión aplicados a vehículos propulsados por pilas de combustible: validación experimental," Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'15, 2015. ISBN: 978-84-944131-2-4.
6. D. L. Del Moral *et al.*, "Improvement of the Synchronous Buck converter dynamic performance applied to Hybrid Electric Vehicle regenerative power systems," *Proc. - 2015 9th Int. Conf. Compat. Power Electron. CPE 2015*, pp. 437–442, 2015. DOI: 10.1109/CPE.2015.7231115.
7. D. Lopez Del Moral *et al.*, "Static and dynamic analysis of a 300W Series Connection Flyback converter applied to photovoltaic panels," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2015-May, no. May, pp. 350–357, 2015. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104374.
8. C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, H. Miniguano, M. Sanz, C. Fernández, "Impacto de las estrategias de gestión de energía sobre el consumo de combustible de vehículos eléctricos propulsados por pilas de combustible," Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI'16, 2016. ISBN: 978-84-608-9013-3.

9. C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, H. Miniguano, M. Sanz, C. Fernández, “Impacto de las estrategias de gestión de energía sobre el consumo de combustible de vehículos eléctricos propulsados por pilas de combustible,” Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación SAAEI’16, 2016. ISBN: 978-84-608-9013-3.

Planteamiento y resumen de la tesis

El proceso de electrificación de los medios de transporte plantea, en la actualidad, un conjunto de desafíos relacionados con el desarrollo de sistemas de distribución de potencia y propulsión basados en el uso de energías limpias, que deben ocasionar un mínimo impacto sobre el medio ambiente. Por esta razón, los sistemas que gestionan este tipo de energías deben ser lo más eficientes posible.

Esta marcada tendencia, que va desde los sistemas de propulsión basados en combustión interna a los sistemas de propulsión basados en el uso de energías alternativas, requieren de sistemas de almacenamiento que ayuden y garanticen la adecuada operación del vehículo. De esta manera, se distingue entre la fuente de energía principal, como puede ser una pila de combustible de tipo PEM cuyo combustible es el hidrógeno, y las fuentes de energías secundarias, típicamente baterías y supercondensadores, las cuales en la relación tamaño energía y potencia son las más indicadas para aplicaciones dirigidas a vehículos eléctricos.

El diseño, dimensionamiento y utilización de las fuentes de energía plantea un desafío a nivel de modelado y control, asociado al constante compromiso entre complejidad y precisión.

En este sentido, para la realización de la simulación del sistema, previa a su implementación, es necesario disponer del modelo de todos los elementos que componen el sistema, los cuales deben ser capaz de representar con suficiente precisión el comportamiento real de cada elemento, y como consecuencia del sistema completo.

Por todas estas razones, en esta tesis doctoral se plantea un procedimiento de modelado de baterías y supercondensadores. En este procedimiento se requiere disponer de un modelo, un perfil de identificación, un algoritmo de optimización matemática, y un perfil de verificación. La flexibilidad de control de estos elementos permite, en gran medida, hacer que la estimación sea suficientemente adaptable a distintos tipos de modelos y sistemas, asegurando su generalidad.

Mediante una adecuada identificación de los parámetros del modelo, se puede plantear una comparativa entre los modelos de baterías y supercondensadores, disponible en estado de la técnica, para extraer las ventajas e inconveniente de cada modelo, y seleccionar aquel que mejor se adapte a cada aplicación. En esta tesis doctoral, el modelado de baterías se ha centrado en aquellas baterías con tecnología de Ion-litio, por su aplicabilidad al vehículo eléctrico.

Fruto del estudio de los modelos y métodos de identificación realizado, se ha podido verificar la importancia de la señal de identificación, en el proceso de modelado. Es por esta razón, que en esta tesis se propone una nueva señal de identificación pseudoaleatoria compuesta, denominada Pulso-PRBS, que presenta como bondad la capacidad de cubrir en amplitud y frecuencia a la señal de verificación o señal de funcionamiento real del sistema, reduciendo, de esta manera, el error de los modelos que utilizan perfiles de identificación convencionales, habitualmente utilizados en baterías y supercondensadores.

Finalmente, los modelos seleccionados e identificados se utilizan en el diseño del control de la energía de un sistema completo, en el que se precisan de uno o varios convertidores CC-CC, en concreto se selecciona la topología reductora-elevadora no invertida, para la gestión de la energía asociada a cada fuente, sea principal o secundaria.

El análisis y desarrollo de las propuestas incluidas en esta tesis doctoral, se estructuran y describen en los siguientes capítulos:

En el **Capítulo 1** se realiza una introducción al proceso de electrificación del transporte, asociado a la generación de una movilidad más sostenible. Además, se describe la necesidad del desarrollo de modelos, para conseguir un mejor control de los sistemas de energía de los vehículos eléctricos.

En el **Capítulo 2** se introducen técnicas de identificación y modelado de baterías y supercondensadores disponibles en el estado de la técnica, además de algunas comparativas entre los diferentes modelos. También, se describe las técnicas de control y gestión de energía para las unidades de almacenamiento y fuentes de energía.

En el **Capítulo 3** se propone un procedimiento general de identificación de parámetros en modo offline. La optimización matemática se lleva a cabo mediante la herramienta de Simulink de Matlab.

En el **Capítulo 4** se describe y comparan los modelos de baterías más utilizados, aplicando el procedimiento de identificación descrito en el capítulo 3. Adicionalmente, se utilizan otros perfiles de identificación para realizar la comparativa de la precisión del modelo frente a la respuesta temporal. Para efectuar esta comparativa de la precisión del modelo, y una vez el modelo ha sido identificado, se utilizan unos perfiles de verificación típicos en aplicaciones de automoción, en concreto los basados en el perfil de conducción ECE15 y HPPC.

En el **Capítulo 5** se desarrolla un estudio similar al realizado en el capítulo 4, pero orientado al modelado de supercondensadores. De la misma manera, se definen y utilizan perfiles de identificación y verificación, estos últimos también basados en el perfil de conducción ECE15 y HPPC.

En el **Capítulo 6** se propone un nuevo perfil de identificación, que trata de ser general y fácil aplicación, para el modelado de baterías y supercondensadores. La nueva señal de identificación está basada en una secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS).

Experimentalmente, en este capítulo también se realiza una comparativa entre los perfiles de identificación tradicionales y el nuevo perfil de identificación.

En el **Capítulo 7** se propone un sistema de gestión de energía para vehículos eléctricos, que utiliza las fuentes de energía secundaria modeladas e identificadas, junto con al menos un convertidor CC-CC reductor-elevador no invertido, sobre el que se analizan las técnicas de modulación y control empleadas.

Finalmente, en el **Capítulo 8** se resumen todas las conclusiones de la tesis y se proponen los trabajos futuros.

CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN-----	1
1.1	MOTIVACIÓN-----	3
1.2	MOVILIDAD SOSTENIBLE-----	3
1.3	FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	5
1.4	MODELADO DE FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	6
1.5	GESTIÓN DE LAS FUENTES DE GENERACIÓN Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	6
2	ESTADO DE LA TÉCNICA Y OBJETIVOS-----	9
2.1	INTRODUCCIÓN -----	11
2.2	BATERÍAS DE ION-LITIO -----	11
2.2.1	Modelos de baterías -----	12
2.2.2	Comparativa de modelos de baterías-----	14
2.3	SUPERCONDENSADORES -----	16
2.3.1	Modelos de supercondensadores -----	17
2.3.2	Comparativa de modelos de supercondensadores-----	19
2.4	SISTEMAS DE PROPULSIÓN BASADOS EN PILAS DE COMBUSTIBLE, BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES -----	19
2.4.1	Arquitecturas de sistemas de distribución de potencia -----	20
2.4.2	Técnicas de control -----	21
2.5	OBJETIVOS -----	24
3	IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA -----	25
3.1	INTRODUCCIÓN -----	27
3.2	TÉCNICAS DE IDENTIFICACIÓN -----	27
3.3	PROCEDIMIENTO DE IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA -----	29
3.3.1	Montaje experimental -----	32
3.3.2	Perfil de perturbación -----	32
3.3.3	Herramienta de estimación de parámetros -----	33

3.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	38
3.5	CONCLUSIONES	39
4	MODELADO DE BATERÍAS DE ION-LITIO	41
4.1	INTRODUCCIÓN	43
4.2	MODELO DE BATERÍAS	44
4.2.1	Modelo de Shepherd	44
4.2.2	Modelo No Lineal	46
4.2.3	Modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV)	47
4.2.4	Modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis (3RCH)	47
4.2.5	Modelo de Thevenin de Tercer Orden Dependiente del <i>SOC</i> (3RC(SOC))	49
4.3	MONTAJE EXPERIMENTAL	50
4.3.1	Banco de Pruebas	50
4.3.2	Perfil de Corriente	51
4.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	53
4.5	CONCLUSIONES	56
4.6	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS	58
5	MODELADO DE SUPERCONDENSADORES	63
5.1	INTRODUCCIÓN	65
5.2	MODELO DE SUPERCONDENSADORES	66
5.2.1	Modelo de Stern-Tafel	66
5.2.2	Modelo de Zubieta	68
5.2.3	Modelo Serie	69
5.2.4	Modelo Paralelo	70
5.2.5	Modelo de Línea de Transmisión	71
5.2.6	Modelo de Thevenin	72
5.3	MONTAJE EXPERIMENTAL	73
5.3.1	Banco de pruebas	73
5.3.2	Perfil de corriente de los supercondensadores	74
5.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	77
5.5	CONCLUSIONES	83

5.6	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE SUPERCONDENSADORES -----	84
6	IDENTIFICACION ESPECTRAL DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES -----	91
6.1	INTRODUCCIÓN -----	93
6.2	MODELO DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES -----	93
6.2.1	Modelo de Batería -----	94
6.2.2	Modelo de Supercondensador -----	94
6.3	PERFIL DE IDENTIFICACIÓN PULSO-PRBS -----	95
6.4	MONTAJE EXPERIMENTAL -----	103
6.5	IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS -----	104
6.6	COMPARACIÓN DE RESULTADOS -----	105
6.7	CONCLUSIONES -----	109
6.8	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES -----	110
7	SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS CON FUENTES DE ENERGÍA SECUNDARIA -----	113
7.1	INTRODUCCIÓN -----	115
7.2	MODELADO DE LA PILA DE COMBUSTIBLE, BATERÍA Y SUPERCONDENSADOR -----	116
7.3	CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR NO INVERTIDO -----	119
7.3.1	Modulador PWM -----	121
7.3.2	Modelado promediado del convertidor NIBB -----	126
7.3.3	Lazo de control interno de corriente -----	127
7.3.4	Lazo de control externo de tensión -----	129
7.3.5	Dimensionamiento de los componentes del convertidor NIBB -----	130
7.3.6	Cálculo de los reguladores para el convertidor NIBB -----	131
7.3.7	Simulación temporal con PSIM y Matlab -----	133
7.4	GESTIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN VEHICULOS ELECTRICOS HÍBRIDOS -----	140
7.5	CONCLUSIONES -----	144
8	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS -----	145
8.1	CONCLUSIONES -----	147

VIII

8.2	APORTACIONES DE LA INVESTIGACIÓN -----	147
8.2.1	Aportaciones en el modelado de unidades de almacenamiento de energía	147
8.2.2	Aportaciones en el control de convertidores y del sistema de gestión de la energía-----	149
8.2.3	Divulgación de la investigación -----	150
8.3	TRABAJOS FUTUROS -----	150
REFERENCIAS-----		151
ANEXOS-----		163
A.1	INTERFAZ DE PROGRAMACIÓN EN LABVIEW-----	165
A.2	PROGRAMACIÓN DEL PERFIL DE IDENTIFICACIÓN-----	167

LISTA DE ACRÓNIMOS

CC	Corriente continua.
DFT	Transformada Discreta de Fourier.
ECE-15	Urban Driving Cycle UDC.
EKF	Extended Kalman Filter.
EV	Vehículos totalmente Eléctricos.
GA	Algoritmo Genético.
HEV	Vehículos Eléctricos Híbridos.
HPPC	Hybrid Pulse Power Characterization
LUT	Look-up table.
M	Valor máximo de histéresis.
NIBB	Non-inverting Buck-Boost converter.
OCV	Tensión de circuito abierto.
PDF	Probability Density Function.
PNGV	Partnership for a New Generation of Vehicles.
PRBS	Pseudorandom Binary Sequence.
PWM	Pulse Width Modulation.
RC	Resistencia-condensador.
RMS	Root Mean Square.
RMSE	Error Cuadrático Medio.
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments.
SOC	Estado de carga.
UDSS	Urban Dynamometer Driving Schedule.
WLTP	Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure.
3RCH	Modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis.
3RC(SOC)	Modelo de Thevenin de Tercer Orden Dependiente del SOC.

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Amplitud de corriente.
A	Amplitud de la zona exponencial.
A_i	Área superficial entre el electrodo y el electrolito.
B	Constante de tiempo de la zona exponencial inversa.
c	Concentración molar.
C	Capacidad nominal
C_{GC}	Capacitancia de Gouy-Chapman.
C_H	Capacitancia de Helmholtz.
C_{in}	Condensador de entrada.
C_n	Capacitancia nominal.
C_{out}	Condensador de salida.
C_p	Capacitancia para modelar el efecto de polarización.
C_T	Capacitancia del condensador de doble capa.
C_0	Capacitancia lineal inicial.
C_1	Capacidad 1.
C_2	Capacidad 2.
C_3	Capacidad 3.
$C_0(SOC)$	Condensador variable dependiente del estado de carga.
$C_1(SOC)$	Condensador variable dependiente del estado de carga.
$C_2(SOC)$	Condensador variable dependiente del estado de carga.
$C_3(SOC)$	Condensador variable dependiente del estado de carga.
$C_1(v_1)$	Condensador 1 dependiente de la tensión 1.
$C_2(v_2)$	Condensador 2 dependiente de la tensión 2.
$C_3(v_3)$	Condensador 3 dependiente de la tensión 3.
$C_4(v_4)$	Condensador 4 dependiente de la tensión 4.
$C_s(v_s)$	Condensador serie dependiente de la tensión del supercondensador.
$C_1(v_{sc})$	Condensador 1 dependiente de la tensión del supercondensador.

$C_2(v_{sc})$	Condensador 2 dependiente de la tensión del supercondensador.
d	Radio molecular.
D_{buck}	Ciclo de trabajo en modo reductor.
D_{boost}	Ciclo de trabajo en modo reductor.
E_0	Tensión interna de la batería.
f_{norm}	Ancho de banda normalizado.
f_{low}	Frecuencia del filtro pasabajos.
f_{max}	Frecuencia máxima y mínima.
f_{min}	Frecuencia máxima y mínima.
f_{sw}	Frecuencia de conmutación.
F_c	Constante de Faraday.
$h(k)$	Tensión dinámica de histéresis.
$i(\tau)$	Corriente del supercondensador.
$i_{c_{out}}$	Corriente del condensador de salida.
if	Corriente de la batería filtrada.
i_{sd}	Corriente de autodescarga.
i_1	Perfil de corriente 1.
i_2	Perfil de corriente 2.
i_3	Perfil de corriente 3.
I_f	Corriente de fuga.
I	Amplitud de corriente de carga o descarga.
k_c	Coefficiente que representa los efectos de la capa difusa del supercondensador.
K	Constante de polarización.
L	Inductancia.
M	Ganancia del convertidor.
M_{Buck}	Ganancia estática en modo <i>Buck</i> .
$M_{buck-boost}$	Ganancia estática en modo <i>Buck-Boost</i> .
M_{boost}	Ganancia estática en modo <i>Boost</i> .
N_e	Número de capas de electrodos.
N_s	Número de celdas en serie.

n	Número de registros de desplazamiento o bits.
N	Número de estados de la secuencia.
OCV_0	Fuente de tensión constante inicial.
p	Parámetros del modelo.
Q	Capacidad máxima de la batería.
Q_{init}	Carga inicial del supercondensador.
Q_t	Carga instantánea de la batería.
Q_T	Carga eléctrica total.
r_L	resistencia parásita de la bobina.
R	Constante de gas ideal.
R_{dc}	Resistencia interna.
R_b	Resistencia de propagación.
R_{lk}	Resistencia de autodescarga del supercondensador.
R_p	Resistencia de difusión.
R_s	Resistencia serie.
R_t	Resistencia interna óhmica.
$R_v(s)$	Regulador de tensión.
R_0	Resistencia interna constante.
R_1	Resistencia 1.
R_2	Resistencia 2.
R_3	Resistencia 3.
$R_0(SOC)$	Resistencia interna de la batería.
$R_1(v_{sc})$	Resistencia 1 dependiente de la tensión del supercondensador.
$R_2(v_{sc})$	Resistencia 2 dependiente de la tensión del supercondensador.
t_{clk}	Duración de pulso del reloj.
t_p	Tiempo de carga o descarga.
t_{pulso}	Duración del pulso inicial.
T	temperatura de funcionamiento.
T_c	Constante de tiempo de la batería.
$T_i(s)$	Lazo de control de corriente.
$T_v(s)$	Lazo de externo de tensión.

T_{sw}	Periodo de conmutación.
v_h	Tensión de histéresis.
v_{in}	Tensión de entrada.
v_m	Tensión señal moduladora en modo <i>Buck-Boost</i> .
v_{mod}	Tensión señal moduladora.
v_{mod_FF}	Tensión señal moduladora del Feedforward.
v_{out}	Tensión de salida.
V_{high}	Valor alto de la señal portadora.
V_{in}	Tensión de entrada estática.
V_{init}	Tensión inicial en voltios.
V_{low}	Valor alto de la señal portadora.
V_m	Tensión medida.
V_{max}	Tensión máxima.
V_{out}	Tensión de salida estática.
V_T	Tensión total del supercondensador.
V_s	Tensión simulada.
α	Coefficiente de transferencia de carga.
γ	Velocidad de cambio de la tensión de histéresis.
$\Delta I_{out(max)}$	Rizado de corriente por la bobina.
ΔSOC	Variación del estado de carga.
ΔV	Sobretensión en voltios.
ΔV_{out}	Rizado de tensión.
ε	Permitividad relativa del material.
ε_0	Permitividad de espacio libre.
μ	Media geométrica.
σ	Desviación estándar.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Emisiones totales de CO ₂ .	4
Figura 1.2. Electrificación del sistema de tracción en los automóviles.	5
Figura 1.3. Diagrama de Ragone de sistemas de almacenamiento de energía.	5
Figura 1.4. Procedimiento de estimación de parámetros de un modelo para un sistema de almacenamiento de energía.	6
Figura 1.5. Conexión de unidades de fuente y almacenamiento de energía con el sistema de control de potencia.	7
Figura 2.1. Sistema de tracción de un vehículo con pila de hidrógeno	11
Figura 2.2. Diagrama de Ragone para varios sistemas almacenadores de energía .	11
Figura 2.3. Diferentes formatos de baterías de Ion-Litio.	12
Figura 2.4. Modelo electroquímico de una batería de Ion-Litio.	13
Figura 2.5. Modelo matemático de una batería de Ion-Litio.	13
Figura 2.6. Modelo eléctrico equivalente de batería.	14
Figura 2.7. Implementación del filtro Kalman para estimación de parámetros en la batería.	15
Figura 2.8. Respuesta espectral de perfiles de corriente para vehículos: a) Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS) y b) Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure (WLTP).	16
Figura 2.9. Estructura interna del supercondensador.	16
Figura 2.10. Diagrama de tela de araña del supercondensador.	17
Figura 2.11. Modelo electroquímico de un supercondensador.	18
Figura 2.12. Modelo matemático de Stern de un supercondensador.	18
Figura 2.13. Modelo eléctrico equivalente del supercondensador.	19
Figura 2.14. Conexión de una pila de hidrógeno a múltiples unidades de almacenamiento de energía	20
Figura 2.15. Estrategia de separación en frecuencia para la gestión de la energía.	21
Figura 2.16. Diagrama de control de gestión de energía basado en la descomposición en frecuencia.	22
Figura 2.17. Estrategia de control anidada de gestión de energía.	23
Figura 3.1. Identificación paramétrica y no paramétrica.	28
Figura 3.2. Identificación: a) offline y b) online	28
Figura 3.3. Red RC a identificar	29
Figura 3.4. Diagrama del método de mínimos cuadrados	30
Figura 3.5. Estimación de parámetros: a) diagrama de flujo del procedimiento, b) modelo en Simscape y c) interface de optimización en Simulink	31
Figura 3.6. Montaje experimental para la obtención de los datos de identificación y verificación.	32
Figura 3.7. Perfiles de tensión de identificación.	33
Figura 3.8. Perfiles de tensión de verificación.	33

Figura 3.9. Construcción y configuración del modelo: a) circuito en Simscape y b) configuración del puerto de entrada	34
Figura 3.10. Creación de un experimento: a) introducción de vectores de datos y b) representación gráfica.....	35
Figura 3.11. Creación de un experimento con valores de tensión de entrada y salida medidos.	36
Figura 3.12. Creación de un experimento con valores de tensión de entrada y salida medidos.	36
Figura 3.13. Resultado de la estimación de parámetros: a) evolución gráfica, b) evolución de la función coste, y c) resultados de los parámetros estimados.	37
Figura 3.14. Experimento para la verificación de los parámetros estimados.....	38
Figura 3.15. Verificación del modelo RC con la tensión residuo.	39
Figura 4.1. Modelo equivalente de Shepherd: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink.	45
Figura 4.2. Modelo equivalente No lineal: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.....	46
Figura 4.3. Modelo equivalente PNGV: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.....	47
Figura 4.4. Modelo equivalente de Thevenin con Histéresis: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.	48
Figura 4.5. Carga y descarga de la batería con región de histéresis.	49
Figura 4.6. Modelo equivalente de Thevenin: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.....	50
Figura 4.7. Conjunto experimental.....	51
Figura 4.8. Perfiles de corriente de identificación: a) descarga constante y (c) pulsos de corriente.	52
Figura 4.9. Perfiles de corriente de verificación para los perfiles de conducción: a) HPPC y (c) ECE-15.	53
Figura 4.10. Respuesta temporal de la batería con el perfil de conducción HPPC: a) tensión experimental y simulada, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) error cuadrático medio.	54
Figura 4.11. Respuesta temporal de la batería con el perfil de conducción ECE-15. a) perfil de corriente, b) tensión experimental y simulada, c) error relativo, d) error relativo promedio y máximo.	55
Figura 4.12. Representación de los parámetros del modelo RC no lineal (No Lineal).....	58
Figura 4.13. Representación de los parámetros del modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV).	59
Figura 4.14. Representación de la tensión de circuito abierto del modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (3RCH).	60
Figura 4.15. Representación de los parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del SOC (3RC(SOC)).....	61

Figura 5.1. Modelo de Stern-Tafel: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink	68
Figura 5.2. Modelo de Zubieta: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape	69
Figura 5.3. Modelo Serie: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink	70
Figura 5.4. Modelo Paralelo: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink	71
Figura 5.5. Modelo de Línea de Transmisión: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape	72
Figura 5.6. Modelo de Thevenin: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink	73
Figura 5.7. Conjunto experimental que compone el banco de pruebas de supercondensadores.	74
Figura 5.8. Perfiles de corriente y respuesta de tensión de identificación del supercondensador: a) i_1 ; b) i_2 y c) i_3	75
Figura 5.9. Corriente y tensión correspondiente a los perfiles de conducción de verificación del supercondensador: a) HPPC y b) ECE-15.	76
Figura 5.10. Datos experimentales y de los modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_1 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo (%), error RMS (mV): (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE15.	78
Figura 5.11. Datos experimentales y de modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_2 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo: (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE-15.	79
Figura 5.12. Datos experimentales y modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_3 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo: (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE15.....	80
Figura 5.13. Representación de los parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_2	85
Figura 5.14. Representación de los parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_3	86
Figura 5.15. Representación de los parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_2	87
Figura 5.16. Representación de los parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_3	88
Figura 5.17. Representación de los parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_2	89
Figura 5.18. Representación de los parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_3	90
Figura 6.1. Modelo de Thevenin equivalente de la batería con tres redes RC constantes ..	94
Figura 6.2. Modelo Serie equivalente del supercondensador	95

Figura 6.3. Perfil de identificación y verificación de la batería: a) Pulsos, b) ECE-15 y c) HPPC.	95
Figura 6.4. Modelo Perfil de identificación y verificación del supercondensador: a) Pulsos, b) ECE-15 y c) HPPC	96
Figura 6.5. Respuesta espectral de los perfiles de identificación y verificación: a) ECE-15 y pulsos de identificación para batería y supercondensador b) HPPC y pulso de identificación para la batería y c) HPPC y pulso de identificación para el supercondensador.....	97
Figura 6.6. Generador de la señal pulso-PRBS	97
Figura 6.7. Histogramas de los perfiles de verificación: a) ECE-15 para batería y supercondensador b) HPPC para la batería y c) HPPC para el supercondensador.....	98
Figura 6.8. Relación entre el número de bits, ancho de banda normalizado y la duración de la PRBS.....	100
Figura 6.9. Señal PRBS: a) implementación y b) respuesta temporal	101
Figura 6.10. Respuesta temporal y espectral de las señales de identificación aplicadas a la batería: a) Señal de identificación Pulso-PRBS, b) FFT de ECE-15, Pulso y Pulso-PRBS, c) FFT de HPPC, Pulso y Pulso-PRBS.	102
Figura 6.11. Respuesta temporal y espectral de las señales de identificación aplicadas al supercondensador: a) Señal de identificación Pulso-PRBS, b) FFT de ECE-15, Pulso y Pulso-PRBS, c) FFT de HPPC, Pulso y Pulso-PRBS.	102
Figura 6.12. Conjunto experimental para la adquisición de datos de la batería y supercondensador	104
Figura 6.13. Diagrama de flujo del procedimiento de identificación en Matlab.....	104
Figura 6.14. Interfaz de Simulink Design Optimization	105
Figura 6.15. Datos simulados y experimentales de la batería, para el perfil de identificación pulso y pulso-PRBS. Para ECE-15: a) respuesta temporal, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) Error cuadrático medio (RMSE). Para HPPC: e) respuesta temporal, f) error relativo, g) error relativo promedio y máximo, h) error cuadrático medio (RMSE).....	106
Figura 6.16. Datos simulados y experimentales del supercondensador, para el perfil de identificación pulso y pulso-PRBS. Para ECE-15: a) respuesta temporal, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) Error cuadrático medio (RMSE). Para HPPC: e) respuesta temporal, f) error relativo, g) error relativo promedio y máximo, h) error cuadrático medio (RMSE).	107
Figura 7.1. Arquitectura de distribución de potencia para un vehículo eléctrico híbrido basado en pila de combustible.....	115
Figura 7.2. Estructura del control para el convertidor NIBB.	116
Figura 7.3. Modelo eléctrico detallado de la pila de combustible PEM.	117
Figura 7.4. Modelo batería tipo Thevenin con tres redes RC constantes.....	118
Figura 7.5. Modelo de supercondensador Serie equivalente del supercondensador	119
Figura 7.6. Topología del convertidor NIBB.	120

Figura 7.7. Modos del funcionamiento del convertidor NIBB: a) Reductor, b) Reductor-Elevador y c) Elevador.....	120
Figura 7.8. Moduladores equivalentes: a) escalado de tensión moduladora, b) escalado de tensión portadora.	121
Figura 7.9. Señales del modulador con escalado de la tensión portadora	121
Figura 7.10. PWM en modo Buck.....	122
Figura 7.11. PWM en modo Buck-Boost	123
Figura 7.12. PWM en modo Boost.....	124
Figura 7.13. Modulador: a) ganancia estática y b) regiones de activación de los distintos ciclos de trabajo	125
Figura 7.14. Modelo promediado del convertidor NIBB	126
Figura 7.15. Lazo interno de corriente con los modos de funcionamiento del convertidor NIBB.....	127
Figura 7.16. Modelo promediado del convertidor NIBB: a) después de aplicar Feedforward, b) sin Feedforward, c) detalle de la posición del bloque Feedforward.....	128
Figura 7.17. Modelo promediado del convertidor NIBB con compensación Feedforward.	129
Figura 7.18. Lazo externo de control de tensión	129
Figura 7.19. Diseño del regulador en modo corriente mediante SmartCtrl.....	131
Figura 7.20. Respuesta temporal y en frecuencia del lazo de corriente en SmartCtrl.....	132
Figura 7.21. Diseño del regulador de tensión mediante SmartCtrl.	133
Figura 7.22. Diagrama de bloques del control de NIBB bidireccional con un supercondensador como fuente de energía.	134
Figura 7.23. Implementación del NIBB en PSIM: a) Convertidor de potencia, b) Control con Feedforward	135
Figura 7.24. Respuesta temporal del convertidor NIBB en los distintos modos de funcionamiento, simulado en PSIM	136
Figura 7.25. Implementación del NIBB en Simulink: a) Convertidor de potencia, b) Modulador, Feedforward y control de histéresis	137
Figura 7.26. Respuesta temporal de la tensión de salida y modo de funcionamiento del NIBB.....	138
Figura 7.27. Corriente por la bobina del convertidor NIBB.....	138
Figura 7.28. Potencia de salida sensada y de referencia.....	139
Figura 7.29. Respuesta temporal de la tensión de salida.	139
Figura 7.30. Gestión de energía del sistema de tracción.	140
Figura 7.31. Descomposición de la potencia de salida en función de las fuentes del sistema	141
Figura 7.32. Implementación del NIBB en Simulink: a) Modelo promediado de los convertidores conectados en paralelo y b) estrategia de control de potencia por descomposición de frecuencias.	142

Figura 7.33. Respuesta temporal de potencia, tensión y corriente del sistema de distribución de potencia con pila de combustible y batería.....	143
Figura A.1. Diagrama de bloques del sistema experimental implementado para la caracterización de baterías y supercondensadores.	165
Figura A.2. Interfaz de programación en LabVIEW para MyDAQ: a) panel frontal y b) diagrama de bloques.	166
Figura A.3. Perfil de corriente basado en el perfil de conducción ECE-15.	167
Figura A.4. Perfil de corriente basado en el perfil de conducción ECE-15: a) valores numéricos y b) diagrama de bloques en LabVIEW.	168

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1. Procedimiento de Estimación de Parámetros	31
Tabla 4.1. Especificaciones técnicas de la batería de ion-litio HRB 8048145	51
Tabla 4.2. Perfiles de corriente de identificación aplicable a cada modelo.....	53
Tabla 4.3. Error relativo y error cuadrático medio con el perfil de conducción HPPC y ECE-15.	56
Tabla 4.4. Parámetros del Modelo de Shepherd.	58
Tabla 4.5. Parámetros del modelo RC no lineal (No Lineal)	58
Tabla 4.6. Parámetros del modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV)	59
Tabla 4.7. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (3RCH).....	60
Tabla 4.8. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del SOC (3RC(SOC))......	61
Tabla 5.1. Componentes del conjunto experimental	74
Tabla 5.2. Perfiles de corriente de identificación	76
Tabla 5.3. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_1	82
Tabla 5.4. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_2	82
Tabla 5.5. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_3	82
Tabla 5.6. Parámetros del Modelo de Stern-Tafel con el perfil de corriente i_1	84
Tabla 5.7. Parámetros del Modelo de Zubieta.....	84
Tabla 5.8. Parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_2	85
Tabla 5.9. Parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_3	86
Tabla 5.10. Parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_2	87
Tabla 5.11. Parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_3	88
Tabla 5.12. Parámetros del Modelo Línea de Transmisión.....	89
Tabla 5.13. Parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_2	89
Tabla 5.14. Parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_3	90
Tabla 6.1. Conexión de los registros de desplazamiento para la construcción de la señal PRBS	100
Tabla 6.2. Especificaciones de la señal pulso-PBRS para la batería.....	101
Tabla 6.3. Especificaciones de la señal pulso-PBRS para el supercondensador.....	102
Tabla 6.4. Especificaciones técnicas de la batería de ion-litio HRB 8048145	103
Tabla 6.5. Especificaciones técnicas del supercondensador BCAP3000	103
Tabla 6.6. Comparación de la precisión del modelo de la batería con el método de identificación basado en pulso y en pulso-PRBS	108
Tabla 6.7. Comparación de la precisión del supercondensador con el método de identificación basado en pulso y en pulso-PRBS	108
Tabla 6.8. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con pulso de corriente...	110
Tabla 6.9. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con pulso-PRBS de corriente	110

Tabla 6.10. Parámetros del Modelo Serie con pulso de corriente	110
Tabla 6.11. Parámetros del Modelo Serie con pulso-PRBS de corriente.....	111
Tabla 7.1. Parámetros del modelo estático de la pila de combustible.....	117
Tabla 7.2. Parámetros del modelo dinámico de la pila de combustible	117
Tabla 7.3. Parámetros del modelo de Thevenin, extraídos mediante la señal de identificación de corriente tipo pulso-PRBS	118
Tabla 7.4. Parámetros del Modelo Serie, extraídos mediante la señal de identificación de corriente tipo pulso-PRBS.....	119
Tabla 7.5. Parámetros de diseño del convertidor NIBB.....	130

Capítulo 1

1 INTRODUCCIÓN

1	INTRODUCCIÓN-----	1
1.1	MOTIVACIÓN-----	3
1.2	MOVILIDAD SOSTENIBLE-----	3
1.3	FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	5
1.4	MODELADO DE FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	6
1.5	GESTIÓN DE LAS FUENTES DE GENERACIÓN Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA-----	6

1.1 MOTIVACIÓN

La sostenibilidad en el desarrollo de las actividades del Ser Humano es vital para la supervivencia, donde la base de la vida debe ser preservada para las futuras generaciones [1]. Por ello, es necesario una transición energética progresiva, desde las energías fósiles a las renovables.

Las energías renovables han recibido un enorme impulso en los últimos años, estando actualmente en el centro de atención en muchas áreas de investigación. Sin embargo, las fuentes de energía renovables dependen del clima, las estaciones y la ubicación, lo que significa que es una fuente de alimentación fluctuante, necesitando sistemas de almacenamiento de energía.

Los sistemas de almacenamiento y producción de energía como pilas de hidrógeno, baterías y supercondensadores son una solución, aunque presentan algunas limitaciones, ya que permiten almacenar grandes cantidades de energía en un espacio reducido [2]. Tan pronto como se han desarrollado estas tecnologías de almacenamiento de energía, como parte de una industria sostenible, han sido utilizadas en diferentes sectores, como en el sector del transporte, generando así un proceso de electrificación paulatino en la sociedad.

Existen retos técnicos para el desarrollo y la integración de estos sistemas en el concepto ecológico y de electrificación, para lo cual es necesario la optimización a nivel de modelado y control de estos sistemas de energía.

1.2 MOVILIDAD SOSTENIBLE

El uso responsable de los recursos energéticos y la reducción de las emisiones de CO₂, no sólo es una tendencia deseable desde el punto de vista de la sociedad, sino una necesidad actual, debido a la evolución y al continuo aumento de los requisitos legales. Por lo tanto, los futuros sistemas de distribución de energía y convertidores de energía tendrán que ser eficientes desde el punto de vista energético. Este desafío tiene una importancia específica para aplicaciones estacionarias y portátiles, así como para el transporte.

El cambio en el sistema energético tiene tanto consecuencias políticas como económicas. En comparación con los valores del año 1990, los objetivos para la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero son del 40 % hasta 2020, del 55 % hasta 2030 y 80-95 % hasta 2050 [1]. En marco de desarrollo, el hidrógeno y las pilas de combustible ofrecen oportunidades muy prometedoras, a partir de un adecuado desarrollo tecnológico.

Por esta razón, la atención se ha desplazado en todo el mundo hacia la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero. Una de las razones de esta situación es que muchos científicos ven una fuerte conexión entre el cambio climático y los gases de efecto invernadero.

Aunque el transporte no es el único agente que afecta a los gases de efecto invernadero, y no es el mayor emisor de gases de efecto invernadero en la Unión Europea, el automóvil está en el centro de las regulaciones y normativas como se muestra en la Figura 1.1.

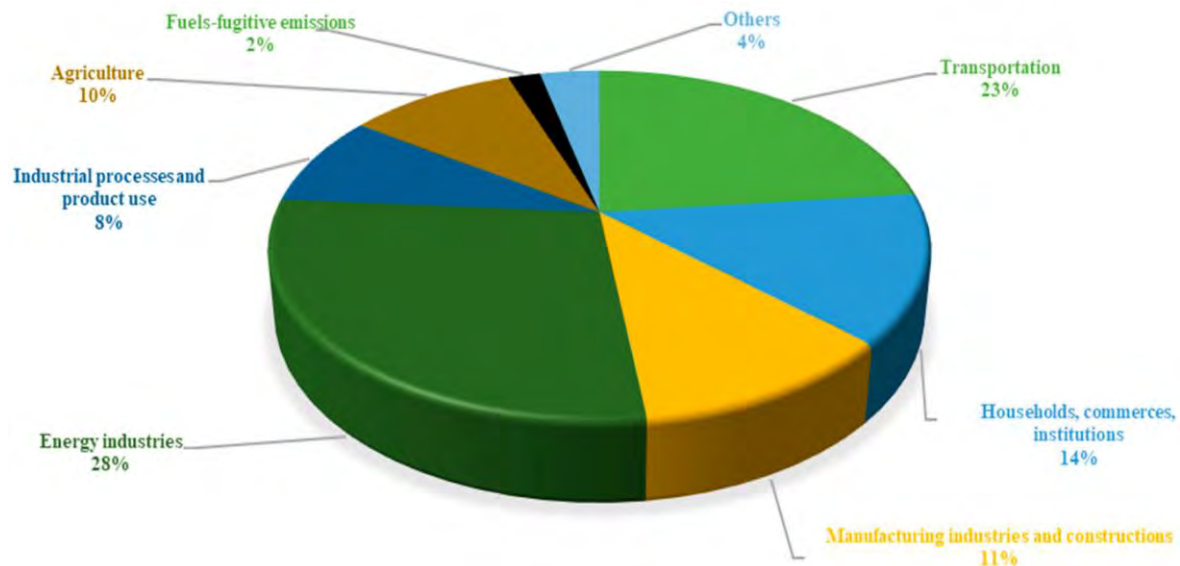


Figura 1.1. Emisiones totales de CO₂ [3].

Debido a las restricciones de los Vehículos Eléctricos a Batería, BEV, en cuanto a autonomía, peso, tiempo de carga y tamaño del vehículo, los vehículos eléctricos basados en pila de combustible que utilizan hidrógeno serán una de las alternativas para contribuir, de forma significativa, a la consecución de los objetivos de emisiones. Esto conlleva, la necesidad del desarrollo de los sistemas de distribución de potencia basado en pilas de combustible que utilizan hidrógeno, así como el desarrollo y modelado de los diferentes componentes que forman estos nuevos sistemas. En este sentido, esta tecnología podría ser un elemento diferenciador y competitivo en los próximos años.

Dentro del escenario de diversificación de las fuentes de energía y la reducción de CO₂, los vehículos eléctricos de pila de combustible están desempeñando un papel estratégico clave en el sector de la automoción. Los fabricantes de automóviles están incrementando gradualmente la electrificación de los sistemas de tracción hasta alcanzar su máxima potencia, para el desarrollo de vehículos libres de emisiones contaminantes. La Figura 1.2 describe la tendencia en el aumento de la electrificación de los sistemas de tracción en los automóviles [1].

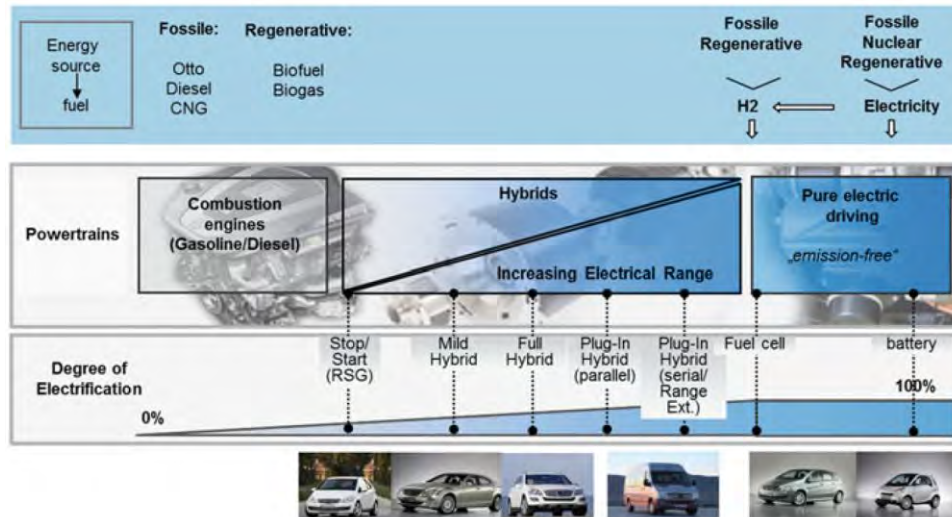


Figura 1.2. Electrificación del sistema de tracción en los automóviles [1].

1.3 FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Existen varias fuentes de almacenamiento de energía, susceptible a ser usadas o que se han sido utilizadas en los vehículos eléctricos, como son las baterías de plomo ácido, baterías de níquel-cadmio, baterías de iones de litio, supercondensadores, volantes de inercia y pilas de combustible. La densidad de energía y potencia de cada una se muestra, en escala logarítmica, en la Figura 1.3, mediante el gráfico de Ragone [4]. En este gráfico, las líneas diagonales se obtienen dividiendo los valores de densidad específica por la potencia específica, con el fin de obtener el tiempo necesario para la carga o descarga del sistema de energía.

Es evidente la necesidad de combinar diferentes fuentes de almacenamiento o generación de energía para obtener la mayor densidad de energía y potencia, similar a la que ofrece un vehículo de combustión, pero con cero emisiones de CO₂.

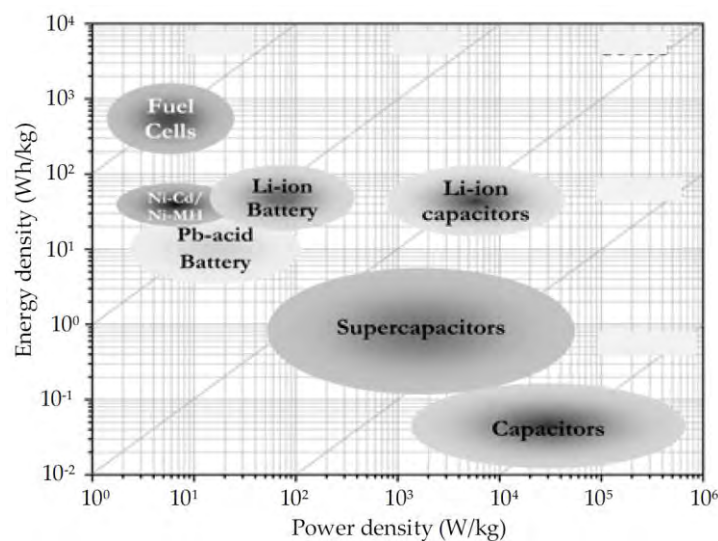


Figura 1.3. Diagrama de Ragone de sistemas de almacenamiento de energía [4].

El uso de convertidores de potencia permite seleccionar la tensión nominal de los dispositivos de una manera más flexible.

Las fuentes de almacenamiento de energía objeto de estudio en esta tesis son las baterías de ion-litio y los supercondensadores, sobre los que se realizará un estudio de modelos y técnicas de identificación de sus parámetros. Además, se analizará su aplicación a un sistema de distribución de potencia, mediante convertidores CC-CC bidireccionales. Todo este estudio es necesario para el adecuado dimensionamiento y la mejora en la precisión de la simulación del sistema de distribución de potencia de un vehículo eléctrico puro o híbrido.

1.4 MODELADO DE FUENTES DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Los modelos que describen el comportamiento de los sistemas de energía se basan en ecuaciones matemáticas, circuitos equivalentes o tablas de búsqueda, los cuales permiten una aproximación al comportamiento real, en base a los datos medidos del proceso.

La Figura 1.4 muestra la representación del proceso de ajuste de un modelo a un sistema desconocido mediante la respuesta a una señal de identificación. El posterior análisis de los datos almacenados permite de manera offline calcular los valores de los diferentes parámetros del modelo, a través de la optimización matemática que es llevada a cabo mediante los algoritmos desarrollados por el investigador, o mediante herramientas comerciales, como por ejemplo Matlab® [5].

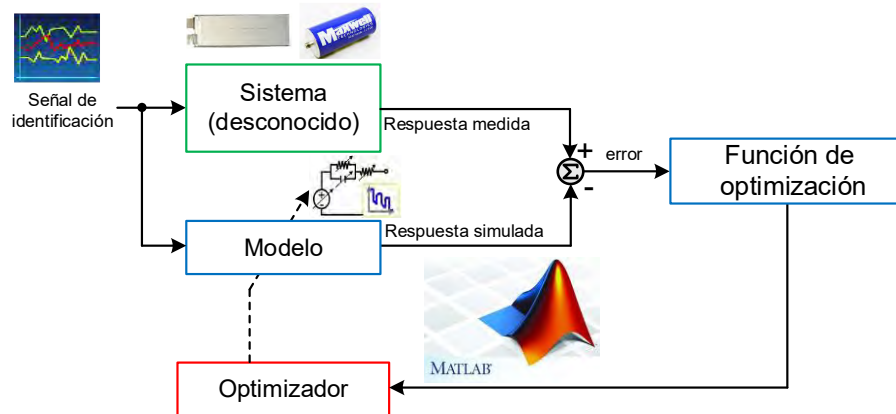


Figura 1.4. Procedimiento de estimación de parámetros de un modelo para un sistema de almacenamiento de energía.

1.5 GESTIÓN DE LAS FUENTES DE GENERACIÓN Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Desde el punto de vista de sistema de distribución de potencia de un vehículo, la conexión de las fuentes de energía pueden ser visto como una microrred de corriente continua, que contiene unidades de generación de energía, almacenamiento y consumo, cada una de las cuales está conectada mediante un circuito de gestión de energía a un bus de continua común, a través del cual se produce el flujo de energía, como se muestra en la Figura 1.5.

Hay que tener en cuenta que los circuitos de gestión de energía pueden incluir convertidores electrónicos de potencia, o simples interruptores y fusibles que permiten la conexión directa de una unidad de generación, almacenamiento o carga al bus de conexión.

La similitud entre el sistema de distribución de potencia de un vehículo eléctrico y las microrredes permite también utilizar topologías de electrónica de potencia [6], así como estrategias generales de gestión de la energía, utilizadas en las microrredes para la gestión del flujo de energía del vehículo.

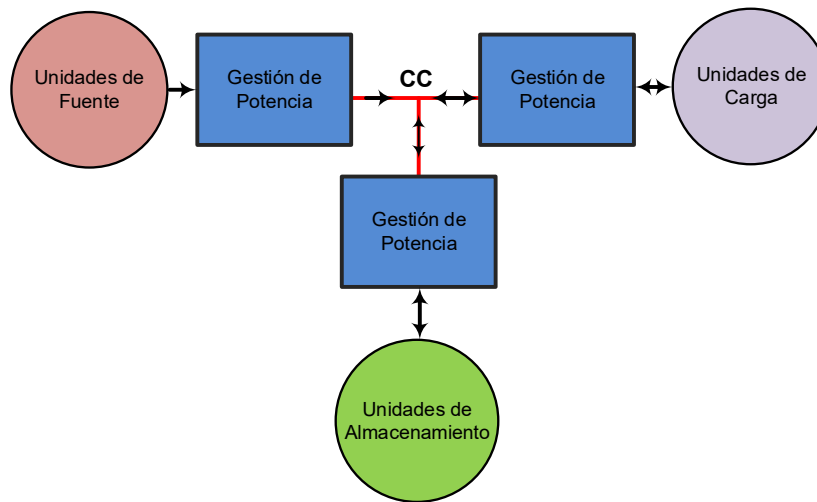


Figura 1.5. Conexión de unidades de fuente y almacenamiento de energía con el sistema de control de potencia [6].

Capítulo 2

2 ESTADO DE LA TÉCNICA Y OBJETIVOS

2	ESTADO DE LA TÉCNICA Y OBJETIVOS-----	9
2.1	INTRODUCCIÓN -----	11
2.2	BATERÍAS DE ION-LITIO -----	11
2.2.1	Modelos de baterías -----	12
2.2.2	Comparativa de modelos de baterías-----	14
2.3	SUPERCONDENSADORES -----	16
2.3.1	Modelos de supercondensadores -----	17
2.3.2	Comparativa de modelos de supercondensadores-----	19
2.4	SISTEMAS DE PROPULSIÓN BASADOS EN PILAS DE COMBUSTIBLE, BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES -----	19
2.4.1	Arquitecturas de sistemas de distribución de potencia -----	20
2.4.2	Técnicas de control -----	21
2.5	OBJETIVOS -----	24

2.1 INTRODUCCIÓN

Durante más de un siglo, nuestra sociedad ha dependido del petróleo. Hoy en día, la industria y los gobiernos de todo el mundo se ven obligados a considerar alternativas y soluciones sostenibles para el transporte [7]. Los vehículos con sistemas de propulsión y de distribución de potencia con diferentes fuentes de energía, ofrecen una ventaja única en lo que respecta a la eficiencia energética, la reducción de emisiones y el ahorro de energía. Por lo tanto, el análisis y control de estos sistemas de energía es de interés en todo el mundo, como se muestra en la Figura 2.1, para lo que se requiere un modelado y control lo suficientemente robusto y simple.

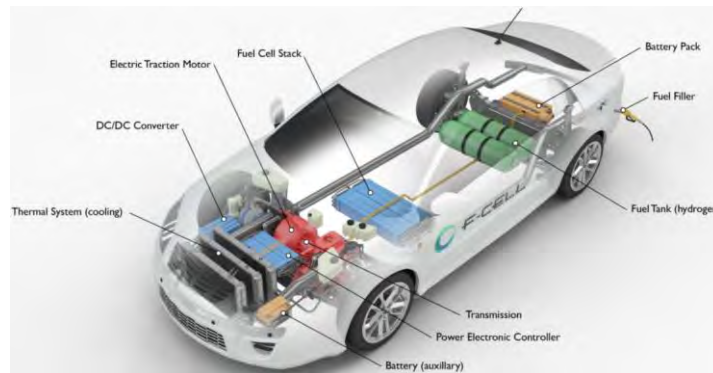


Figura 2.1. Sistema de tracción de un vehículo con pila de hidrógeno [8]

En este capítulo, se revisa el estado de la técnica del modelado de baterías de ion-litio y supercondensadores. Además, también se aborda el control de la gestión de energía para diferentes topologías del sistema de distribución de potencia de un vehículo eléctrico híbrido (HEV).

2.2 BATERÍAS DE ION-LITIO

En comparación con otras tecnologías de baterías como las baterías de níquel-metal hidruro Ni-MH, plomo ácido, etc., Figura 2.2, la tecnología de Ion-Litio es una de las tecnologías que posee las mayores ventajas en aplicaciones de automoción, debido a su alta densidad de energía a un coste razonable.

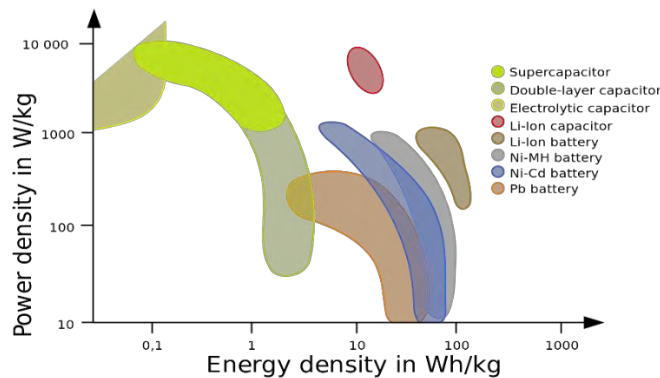


Figura 2.2. Diagrama de Ragone para varios sistemas almacenadores de energía [9].

La Figura 2.3, muestra algunos tamaños de celdas de baterías, incluyendo las cilíndricas, prismáticas y de bolsa, donde cada una tiene sus ventajas y desventajas. Evidentemente, la aceptabilidad comercial y utilización de las baterías dependerá de su aplicación.

En términos de coste, se espera en los próximos años una reducción drástica del coste de la tecnología de iones de litio en aplicaciones de automoción, debido a la mejora de materiales y procesos. En la actualidad, aunque algunas baterías de otras tecnología están aún en desarrollo, para el futuro inmediato de las aplicaciones HEV, se espera que la tecnología Ion-Litio sea dominante [10].

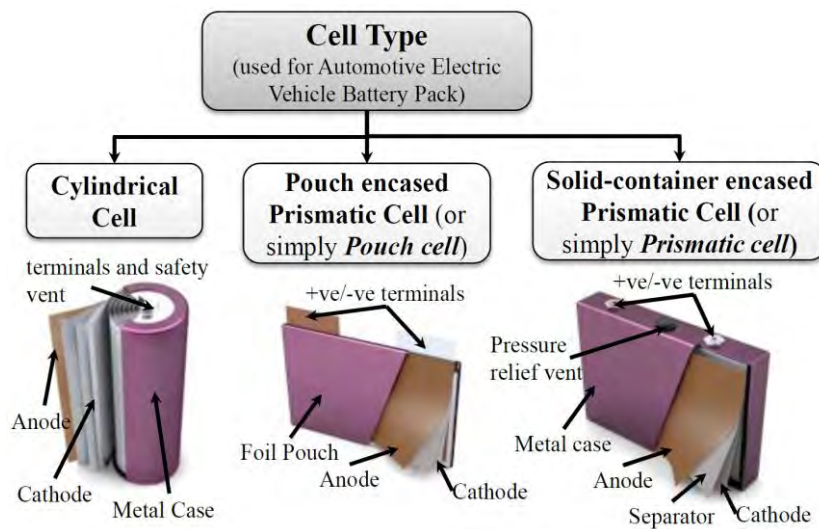


Figura 2.3. Diferentes formatos de baterías de Ion-Litio [11].

2.2.1 Modelos de baterías

Existen varios enfoques para modelar baterías y representar su comportamiento equivalente. Entre ellos, los modelos electroquímicos, matemáticos y de circuitos equivalentes [12], [13] y [14]. Cada tipo representa, en mayor o menor medida, fenómenos específicos en la célula de la batería; por ejemplo, el estado de carga (SOC) y las variaciones de capacidad, la dependencia de la temperatura, los efectos del envejecimiento, etc. Sin embargo, ninguno de estos enfoques es actualmente lo suficientemente preciso como para representar todos los factores que afectan al rendimiento de la batería por sí solo. Por lo tanto, el modelado debe adaptarse a las especificidades y al nivel de detalle necesario para cada aplicación.

Los modelos electroquímicos se basan en complejas ecuaciones diferenciales no lineales que nos permiten reproducir los procesos químicos dentro de las celdas de la batería. Estos modelos son los más detallados, pero también son difícilmente implementables, como se muestra en la Figura 2.4. El beneficio de usar un modelo electroquímico detallado es la información adicional obtenida sobre la batería, como por ejemplo estimaciones de la temperatura interna, el estado de carga dentro de cada uno de los electrodos y distribución de corriente a través de los electrodos, que puede ser utilizada para seguridad y funcionamiento óptimo [15].

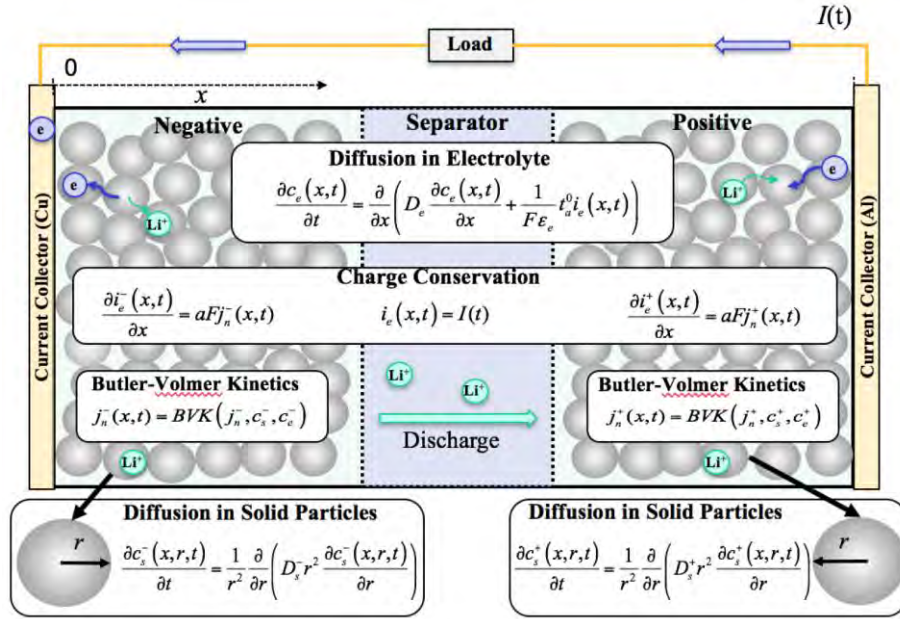


Figura 2.4. Modelo electroquímico de una batería de Ion-Litio [15].

Los modelos matemáticos tienen como objetivo reproducir las no linealidades de la batería utilizando ecuaciones menos complejas que los formulados para los modelos electroquímicos [7]. Esto nos permite incluir con éxito estos modelos en entornos de simulación dinámica con el fin de predecir variables como el SOC. Sin embargo, no se pueden utilizar para representar características dinámicas de tensión y corriente con precisión. Ejemplos de modelos matemáticos son el modelo de KiBaM [16] y el modelo de Shepherd [17], [18], como se muestra en la Figura 2.5. La ventaja de estos modelos es que, a partir de la hoja técnica del fabricante, se puede obtener una primera aproximación del modelo de batería.

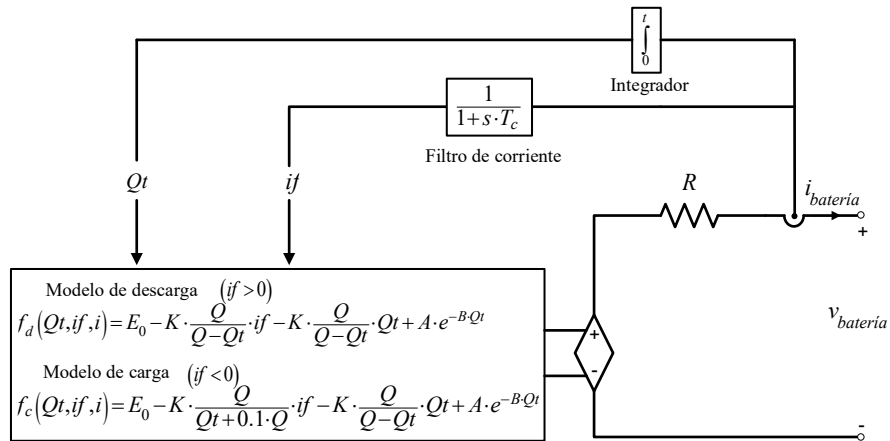


Figura 2.5. Modelo matemático de una batería de Ion-Litio [19].

Por último, los modelos basados en circuitos eléctricos permiten reproducir las características de corriente y tensión de manera dinámica con una buena precisión [20], [21] y [22]. Para ello, estos modelos se basan en fuentes de tensión y corriente controlables, en combinación con resistencias y condensadores, como se muestra en la Figura 2.6. La

limitación de estos modelos es que se necesitan valores experimentales para obtener sus parámetros.

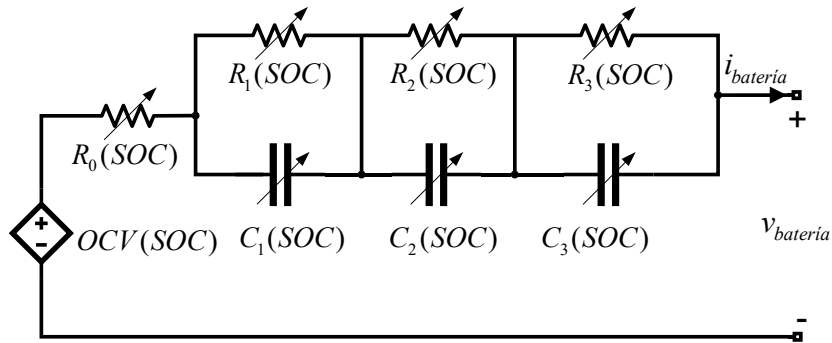


Figura 2.6. Modelo eléctrico equivalente de batería [22].

2.2.2 Comparativa de modelos de baterías

En general en la literatura, se realizan comparativas de los modelos matemáticos y específicamente de los modelos basados en circuito equivalente. Esto es debido al buen compromiso de precisión y complejidad, como se describe en [23], con un tiempo de simulación muy reducido.

Los modelos utilizados generalmente en las comparativas son el modelo matemático de Shepherd como se describe en [13] y [18], el modelo *Partnership for a New Generation of Vehicles* (PNGV) [24] y [25] y el modelo de Thevenin descrito en [22] y [26]. Éstos y otros modelos se analizan y comparan con más detalle en el capítulo 4.

Desde el punto de vista de la identificación, los modelos se pueden construir a través del análisis de la respuesta en frecuencia [27], [28] y [29], o a través del análisis de la respuesta temporal de la batería [30] y [31].

La identificación y comparativa en el dominio del tiempo es la más extendida, debido a la menor complejidad y coste computacional respecto al análisis en frecuencia [32]. El modelo resistencia-condensador (RC) es el que mejor respuesta tiene en función del número de ramas como se analiza en [28], teniendo una respuesta en frecuencia muy precisa para diversas aplicaciones.

Para la estimación de los parámetros del modelo se necesita conocer técnicas de optimización, tales como algoritmos genéticos, filtros Kalman y filtros de partículas como se describe en [33], [34] y [35]. En la Figura 2.7 se muestra como ejemplo la implementación del filtro Kalman.

Estos algoritmos son precisos, pero complejos al momento de implementarlos, debiendo tener un conocimiento profundo en optimización y programación. Esto dificulta la reproducción para otro tipo de modelos de baterías, donde para cada modelo es necesario obtener sus variables de estado.

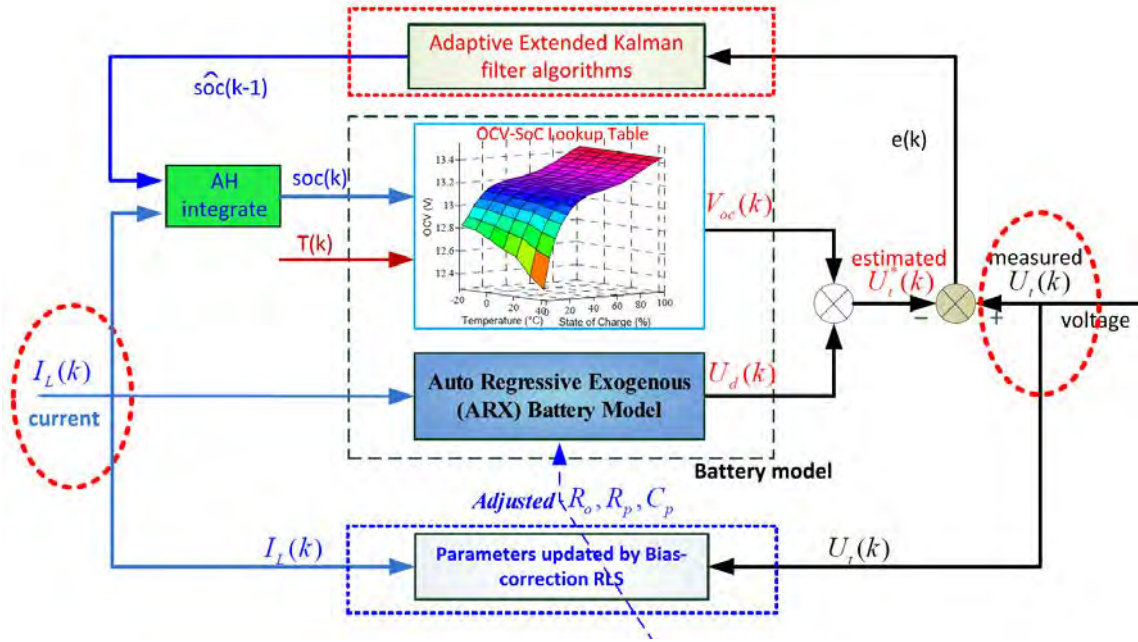


Figura 2.7. Implementación del filtro Kalman para estimación de parámetros en la batería [36].

Finalmente, otro componente clave en la identificación es el tipo de perfil de corriente inyectada a la batería. En este sentido, los pulsos de carga y descarga es lo más habitual como se muestra en [37], [38] y [39]. Estos pulsos de corriente permiten de una manera simple extraer los parámetros a través de la identificación. Sin embargo, el espectro en frecuencia del perfil de verificación o del consumo real suele ser, en general, más dinámico en amplitud y ancho de banda.

Por esta razón, algunos autores orientan la identificación de los componentes y sistemas a partir del análisis en frecuencia del perfil de verificación, mediante el análisis de Fourier de la corriente del terminal de la batería [40]. Por ejemplo, en [41], se muestra un análisis espectral del perfil Urban Dynamometer Driving Schedule (UDSS), Figura 2.8. a) y del perfil Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure (WLTP), Figura 2.8. b). Una vez se dispone de la información en frecuencia del perfil, estos autores seleccionan los valores máximos dentro de un rango de frecuencias que incluye los subarmónicos principales del perfil. A partir de esta información, se calculan los parámetros de la señal de identificación para que su perfil tenga un espectro similar al perfil de verificación.

Una propuesta mejorada basada en el análisis espectral se presenta en [42], donde para mantener la generalidad y reducir el error de modelado, se propone el diseño de un perfil de identificación basado en una señal pulso-multiseno, para cubrir las especificaciones espectrales del perfil de verificación. Esta propuesta, presenta mejoras en la precisión del modelo respecto a la identificación con pulsos de corriente.

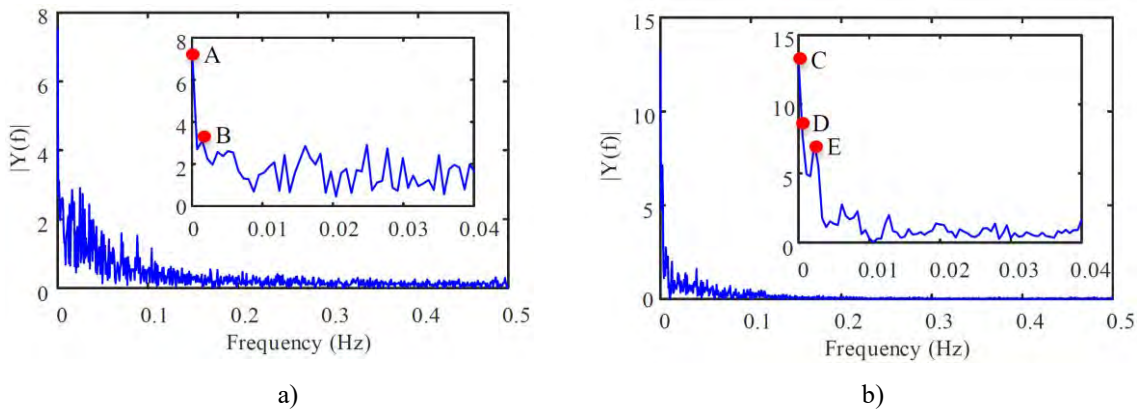


Figura 2.8. Respuesta espectral de perfiles de corriente para vehículos: a) Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS) y b) Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure (WLTP) [41].

La dificultad de reproducir a nivel práctico este tipo de señal pulso-multiseno, hace que se busquen alternativas más simples y efectivas, como las basadas en señales pseudoaleatoria, Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) de estados discretos, la cual se aplican a la identificación de impedancia de baterías [43] y convertidores [44].

2.3 SUPERCONDENSADORES

Los supercondensadores se caracterizan por tener una alta densidad de potencia y un número de ciclos de vida elevado, en comparación con las baterías.

La estructura interna de los supercondensadores está formada por múltiples capas de carbón activado como se muestra en la Figura 2.9. Sin embargo, la autodescarga es uno de los efectos intrínsecos del supercondensador, que causa la caída de tensión y pérdida de energía. En esta área, se está avanzando mediante el estudio de nuevos materiales, con una potencial reducción del 80% de la corriente de fuga [45].

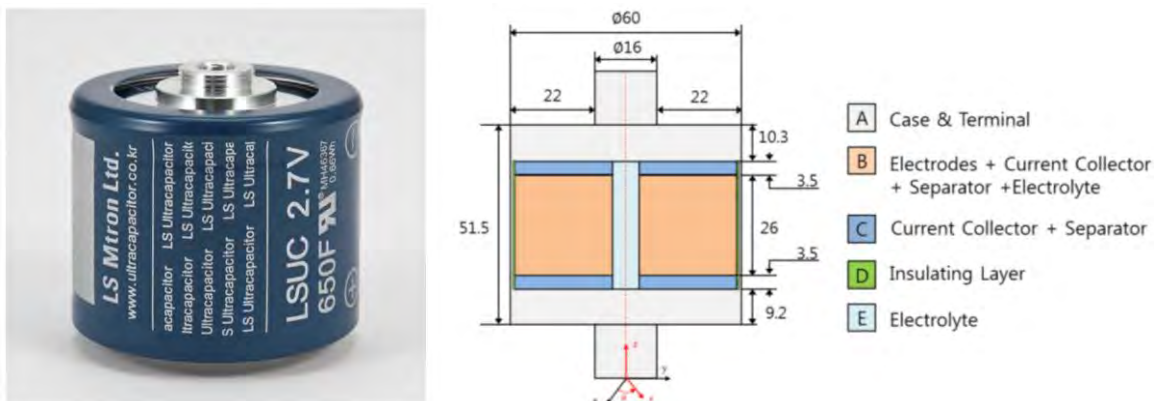


Figura 2.9. Estructura interna del supercondensador [46].

Para la comparación gráfica entre las características principales del supercondensador y la batería de ion-litio se utiliza el diagrama de la tela de araña de la Figura 2.10, con una escala de cinco niveles, donde el quinto nivel indica el mejor rendimiento. Estos componentes son complementarios en términos de rendimiento energético. De hecho, los supercondensadores se consideran generalmente como una fuente de energía, capaz de proporcionar o recuperar picos de potencia; mientras que las baterías se consideran como una fuente de energía, capaz de proporcionar energía durante un largo periodo de tiempo [47]. Además, son complementarios en otras características, que son tan interesantes como las prestaciones energéticas: tiempo de descarga, vida útil (número de ciclos) y autodescarga.

Ambos componentes de almacenamiento tienen una buena eficiencia energética, que está entre el 95% y el 98% para un supercondensador, y cerca del 100% para una batería de polímero de iones de litio, siendo útiles en aplicaciones de frenado regenerativo en los sistemas de propulsión.

Este tipo de batería también tiene una baja tasa de autodescarga, que oscila entre el 0,1% y el 0,5% al día, mientras que la tasa de autodescarga del supercapacitador es más importante y alrededor del 5% al día [48].

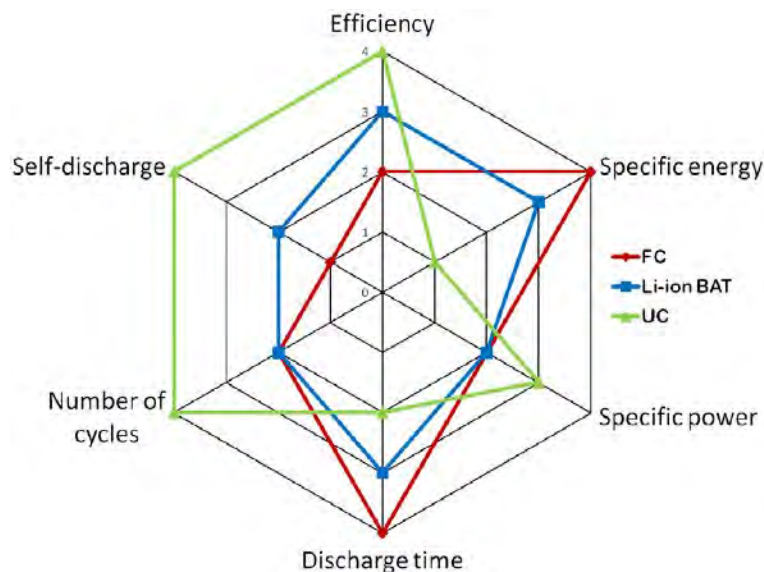


Figura 2.10. Diagrama de tela de araña del supercondensador [47].

2.3.1 Modelos de supercondensadores

Los diferentes modelos equivalentes de supercondensadores han sido desarrollados para caracterizar su comportamiento físico [49]. Las formulaciones matemáticas generales para modelar un supercondensador tienen en cuenta simultáneamente los electrodos en 3D, el tamaño de los iones y la permitividad dieléctrica del electrolito, para describir la estructura de los macroporos y mesoporos, como se describe en [50], Figura 2.11. Si las predicciones del modelo se ajustan a las medidas experimentales, el coste computacional y complejidad hace que sea un modelo utilizado a nivel de fabricación.

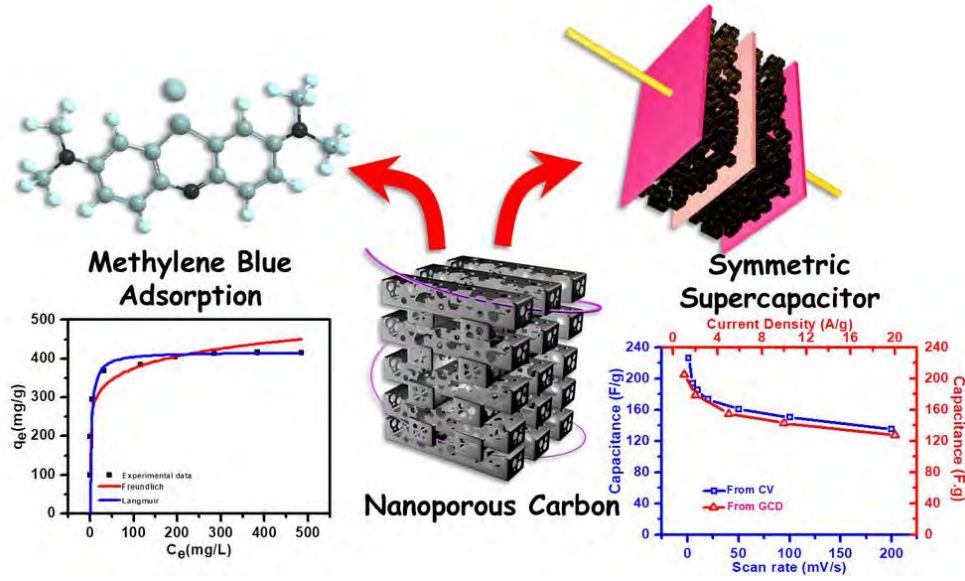


Figura 2.11. Modelo electroquímico de un supercondensador [50].

Una aproximación del modelo mediante expresiones matemáticas que describe el comportamiento interno del supercondensador es el modelo de Stern, descrito en [51]. En la Figura 2.12 se muestra la estructura de este modelo. Los parámetros necesarios para el modelo son obtenidos a través de las especificaciones de la hoja técnica del fabricante, y otros como el número de capas y radio molecular de su composición interna a través de medidas experimentales [52].

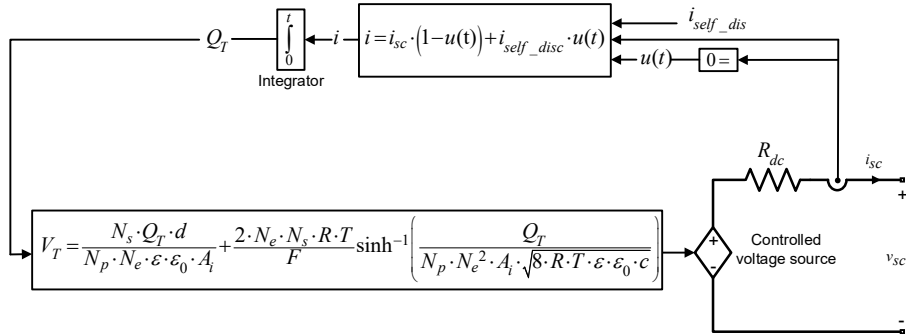


Figura 2.12. Modelo matemático de Stern de un supercondensador [53].

Por último, los modelos de circuitos eléctricos describen la equivalencia en impedancia del supercondensador. Estos modelos están formados por fuentes dependientes y redes RC, como se describe en [54]. La Figura 2.13 muestra el diagrama eléctrico, donde sus parámetros son dependientes de tablas de búsqueda o funciones polinomiales, para representar las no linealidades del supercondensador.

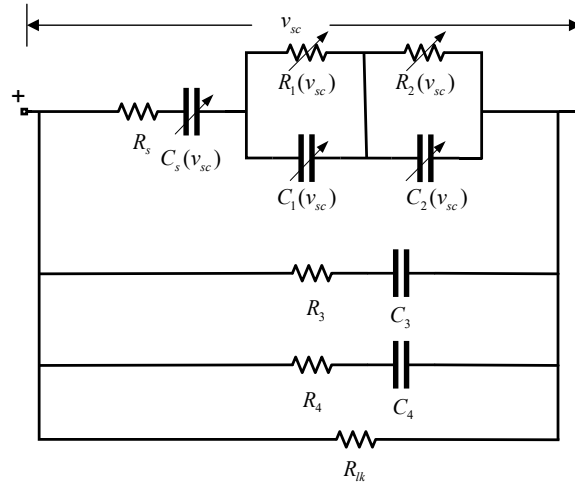


Figura 2.13. Modelo eléctrico equivalente del supercondensador [55].

2.3.2 Comparativa de modelos de supercondensadores

Una vez definido el tipo de modelo, lo que se suele realizar es una comparativa de los diferentes modelos en función de una aplicación específica, considerando su precisión y complejidad. Tratar de llegar a un compromiso es importante para un modelado óptimo.

Un estudio comparativo de modelos de supercondensadores se desarrolla en [56], donde solo se comparan modelos equivalentes de Thevenin con redes RC. En este caso, el modelo de Thevenin con histéresis es el que mejor precisión muestra. Adicionalmente en [57], se realiza la comparativa de redes RC en serie pero con valores constantes, los cuales son incapaces de representar las no linealidades presentes en el supercondensador [58]. En la estimación de los parámetros se utiliza algoritmos genéticos, inteligencia artificial, entre otros, [56] y [59].

Un mayor análisis de los tipos de modelos de supercondensadores y su comparativa se realiza en el capítulo 5 de la tesis doctoral.

2.4 SISTEMAS DE PROPULSIÓN BASADOS EN PILAS DE COMBUSTIBLE, BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES

La combinación de la pila de combustible como fuente principal de energía y dispositivos de almacenamiento como las batería y supercondensador, permite la generación de sistemas de distribución de energía y propulsión más electrificados, para aplicaciones futuras de vehículos eléctricos [60].

La energía en un sistema híbrido se comparte a través del bus de CC, y su funcionamiento se optimiza mediante la adecuada combinación de las características de alta densidad de energía y potencia, que presentan las baterías y supercondensadores, respectivamente.

2.4.1 Arquitecturas de sistemas de distribución de potencia

Las configuraciones del suministro de energía varían dependiendo de qué fuentes de energías se utilizan en la aplicación del sistema de distribución de potencia de un vehículo.

En [61], se muestran varias configuraciones de suministro de energía para un sistema de distribución de potencia de un vehículo eléctrico, Figura 2.14.

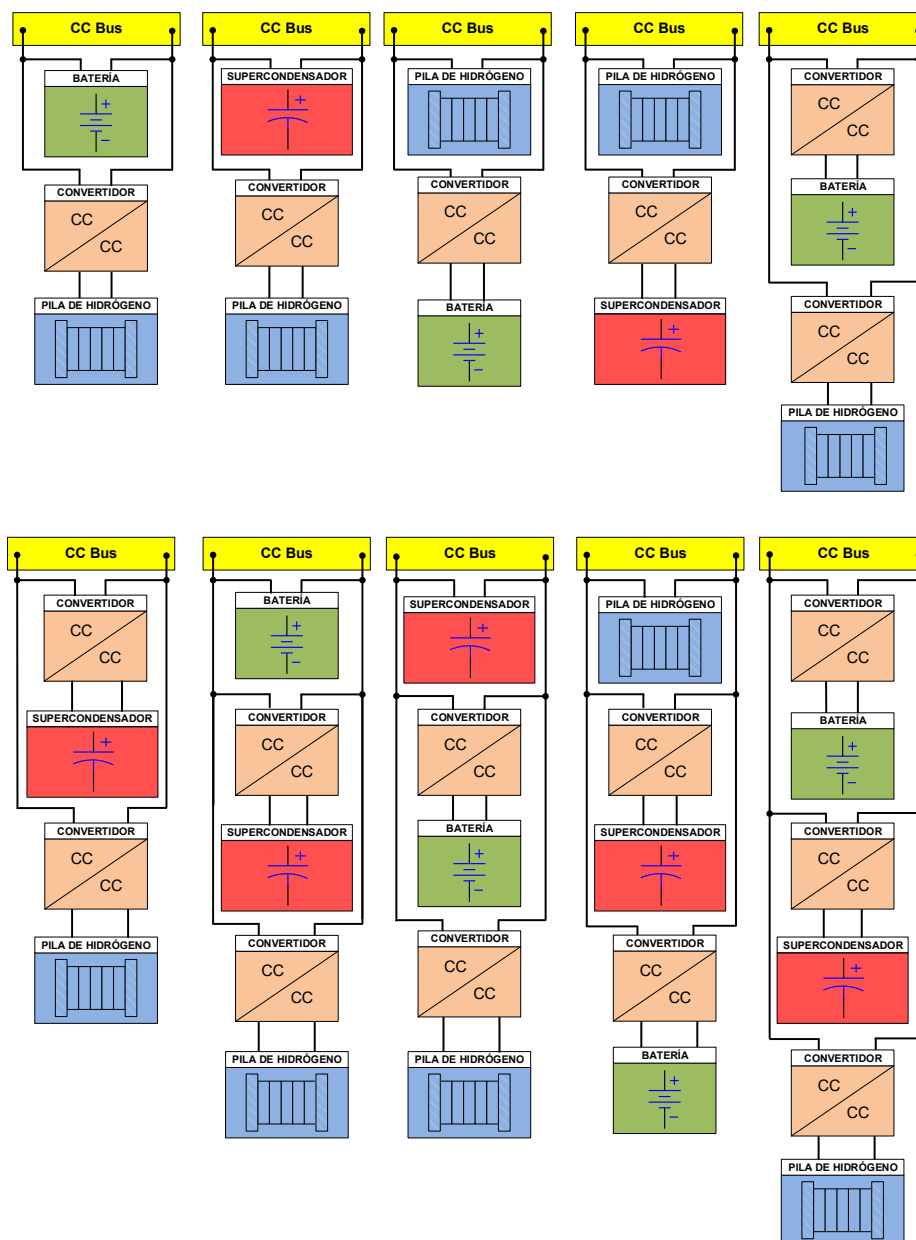


Figura 2.14. Conexión de una pila de hidrógeno a múltiples unidades de almacenamiento de energía [61].

Una configuración sencilla es conectar directamente dos dispositivos en paralelo, por ejemplo, pila de combustible y batería, pila de combustible y supercondensador, o batería y supercondensador. Sin embargo, de esta manera la potencia consumida por cada dispositivo no puede ser controlada, sino que está determinada pasivamente por la impedancia de los

dispositivos. Por lo tanto, cada dispositivo puede funcionar en condiciones inadecuadas con respecto a su vida útil y eficiencia.

Las características de tensión también tienen que coincidir perfectamente con las de los dos sistemas, y sólo se puede utilizar una fracción del rango de funcionamiento de los dispositivos cuando ambos están puestos en paralelo. Por ejemplo, en una configuración directamente en paralelo entre una pila de combustible y una batería, la pila de combustible debe proporcionar casi la misma potencia todo el tiempo debido a la tensión fija de la batería; y en una configuración de batería y supercondensador sólo se puede utilizar un pequeño porcentaje de la capacidad energética del supercondensador [62].

Por esta razón, algunas de las arquitecturas incorporan convertidores unidireccionales o bidireccionales, con el fin de realizar una mejor gestión de la energía entregada por cada fuente, sea principal o secundaria.

2.4.2 Técnicas de control

Las diferentes estrategias de control tienen como objetivo distribuir de manera óptima la potencia y energía de cada fuente, para satisfacer la demanda de la carga.

Varias propuestas existen al respecto en el estado de la técnica. Una de las más generales y simples a nivel de control se muestra en [63]. Esta estrategia de control se fundamenta en la descomposición en frecuencia de cada fuente de energía, de tal manera que las demandas de baja frecuencia se asocian a la pila de combustible, la de media frecuencia a la batería, y finalmente, la de alta frecuencia al supercondensador, Figura 2.15.

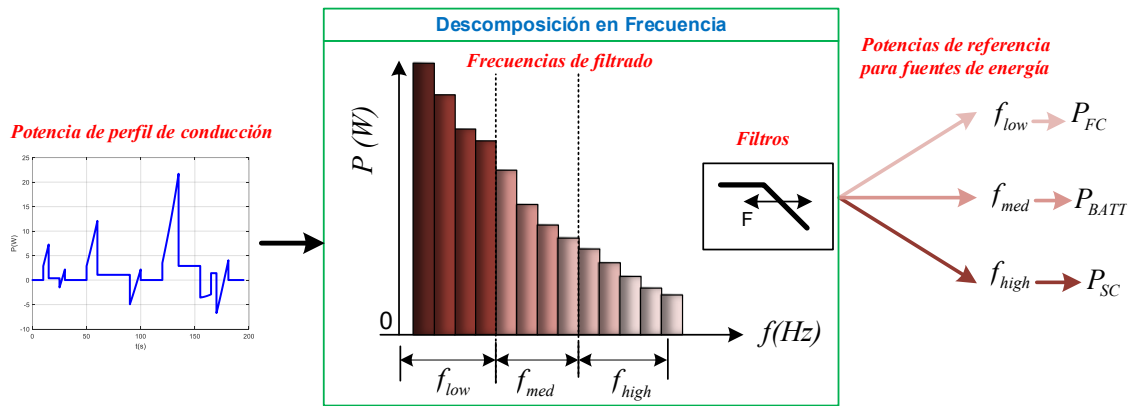


Figura 2.15. Estrategia de separación en frecuencia para la gestión de la energía [63].

La estrategia de gestión de energía global de todo el sistema mediante la técnica de desacoplo en frecuencia se muestra en la Figura 2.16, donde los lazos internos de corriente están desacoplados del lazo externo de tensión del bus, permitiendo cubrir la demanda de la carga. Este esquema está basado en la estrategia de separación en frecuencia, para la segregación adecuada de la potencia de la pila de combustible, batería y supercondensador.

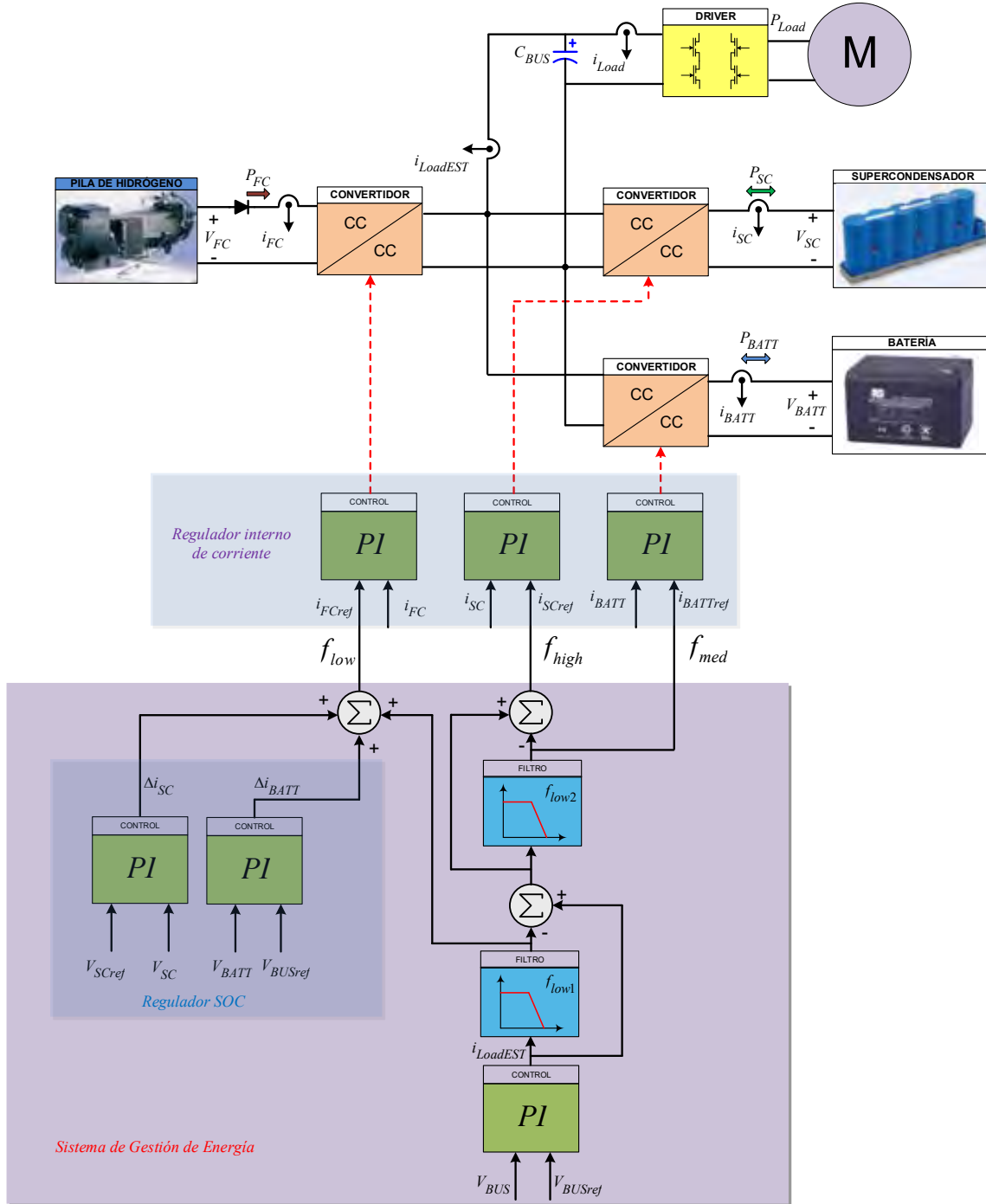


Figura 2.16. Diagrama de control de gestión de energía basado en la descomposición en frecuencia [63].

Otra propuesta de estrategia de control es la mostrada en la Figura 2.17. Esta estrategia tiene como objetivo distribuir la potencia global, pero donde los supercondensadores suministran la energía necesaria para lograr la regulación de la tensión del bus de CC [64].

Las baterías se controlan como fuente de alimentación que suministra energía a los supercondensadores para mantenerlos a una tensión de referencia, y la pila de hidrógeno

actúa como la fuente de energía principal que suministra energía a las baterías para mantenerlas con un estado de carga adecuado.

En consecuencia, los reguladores de controlan de manera cruzada para cada fuente de energía, y con funciones de filtrado para imponer la limitación de corriente, lo cual complica el diseño y la inclusión de otras fuentes de energía.

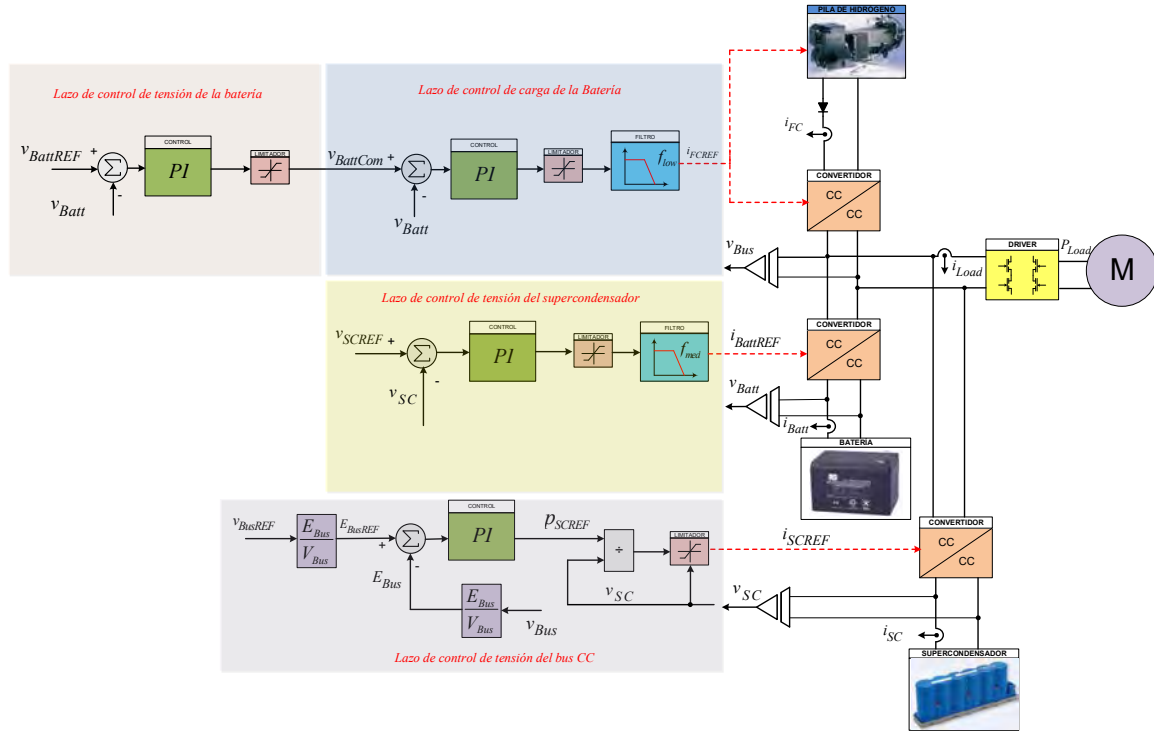


Figura 2.17. Estrategia de control anidada de gestión de energía [64].

Otras estrategias de control similares se proponen en [65], [66] y [67], que a nivel de control son lo suficientemente simples y robustas.

Del análisis de las distintas estrategias de control, se pueden identificar las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas, siendo posible la integración y el diseño de una estrategia de control que aúne algunas de estas ventajas presentes en las estrategias de control analizadas.

2.5 OBJETIVOS

Después de la revisión del estado de la técnica, se han identificado algunas cuestiones que aún necesitan ser abordadas en relación al modelado, identificación y control de las fuentes de energía, del sistema de distribución de potencia de un vehículo eléctrico híbrido.

Por lo tanto, los principales objetivos de esta tesis doctoral se resumen en:

- 1) Desarrollar un procedimiento general y simple de identificación de parámetros para el modelado de batería y supercondensadores, haciendo uso de herramientas de optimización comerciales. En este caso, se propone utilizar Matlab, y para el desarrollo de los diagramas de bloques o circuitos equivalentes de los modelos se propone utilizar Simulink/Simscape de Matlab, el cual puede ser aplicado a cualquier dispositivo o sistema.
- 2) Realizar una comparativa de los principales modelos equivalentes de baterías y supercondensadores, para definir mediante métricas estadísticas el mejor modelo para cada aplicación, y su complejidad.
- 3) Desarrollar un perfil de identificación de corriente general, lo suficientemente dinámico en amplitud y frecuencia, para lograr una mejor precisión en la identificación de modelos de baterías y supercondensadores. Este perfil de identificación estará basado en pulsos de descarga y en señales binarias pseudoaleatorias (PBRs), así como en el análisis espectral de las señales de identificación y verificación.
- 4) Aplicación de la identificación y selección de modelos, para lograr una mayor precisión en la simulación de la gestión de energía de los sistemas de distribución de potencia eléctrica de vehículos eléctricos híbridos. Para ello, también será necesario mejorar las técnicas de control de los convertidores bidireccionales conectados a las fuentes de energía principal y secundaria, así como seleccionar la estrategia de control para el intercambio de energía entre las fuentes y la carga.

Capítulo 3

3 IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA

3	IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA -----	25
3.1	INTRODUCCIÓN -----	27
3.2	TÉCNICAS DE IDENTIFICACIÓN -----	27
3.3	PROCEDIMIENTO DE IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA -----	29
3.3.1	Montaje experimental -----	32
3.3.2	Perfil de perturbación -----	32
3.3.3	Herramienta de estimación de parámetros -----	33
3.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS-----	38
3.5	CONCLUSIONES -----	39

3.1 INTRODUCCIÓN

El análisis de las características del sistema físico a identificar y de las relaciones entre sus variables es de vital importancia para la predicción, control, monitorización, y modelización. Por lo general, se siguen dos enfoques para el desarrollo de modelos, los basados en las leyes fundamentales de la materia y la energía, y los que tienen un enfoque empírico que se basa en el análisis de observaciones (datos experimentales). Dependiendo el tipo de aplicación se puede usar uno u otro, ya que la mayoría de los sistemas físicos a identificar son demasiado complejos para ser entendidos a un nivel fundamental.

La identificación se refiere a los medios y técnicas para estudiar un sistema físico a través de los datos medidos o experimentales, principalmente para el desarrollo de una descripción matemática adecuada de los mismos.

El objetivo principal de este capítulo es proporcionar un procedimiento detallado y práctico para la identificación paramétrica de modelos matemáticos, que describen el comportamiento de un sistema, a partir de los datos observados.

3.2 TÉCNICAS DE IDENTIFICACIÓN

Los modelos matemáticos que describen el comportamiento del sistema pueden basarse en modelos analíticos en forma de ecuaciones matemáticas, tablas de búsqueda o curvas características. La identificación del sistema se utiliza en el desarrollo de un modelo aproximado para una aplicación específica, en base a los datos observados y al conocimiento previo del sistema.

Ya que los parámetros del sistema juegan un papel dominante en la identificación, los modelos se clasificarán como paramétricos y no paramétricos [68]:

- 1) Modelos paramétricos (modelos con estructura y número finito de parámetros)
- 2) Modelos no paramétricos (modelos sin estructura específica y número infinito de parámetros)

Los modelos paramétricos son ecuaciones que contienen explícitamente los parámetros del proceso. Entre ellos se encuentran las ecuaciones diferenciales o las funciones de transferencia. Por otro lado, los modelos no paramétricos proporcionan una relación entre una determinada entrada y la respuesta correspondiente, mediante una tabla o una curva característica muestreada.

Desde el punto de vista de la identificación, los modelos no paramétricos se pueden construir en función de la frecuencia, a través del análisis de la respuesta en frecuencia, espectral o Fourier, o en función del tiempo a través del análisis de la respuesta temporal del sistema o mediante correlación. Por otro lado, la estimación de modelos paramétricos exige un conocimiento a priori capaz de describir el comportamiento del sistema, tales como funciones de transferencia. La Figura 3.1 muestra la representación de los tipos de modelos.

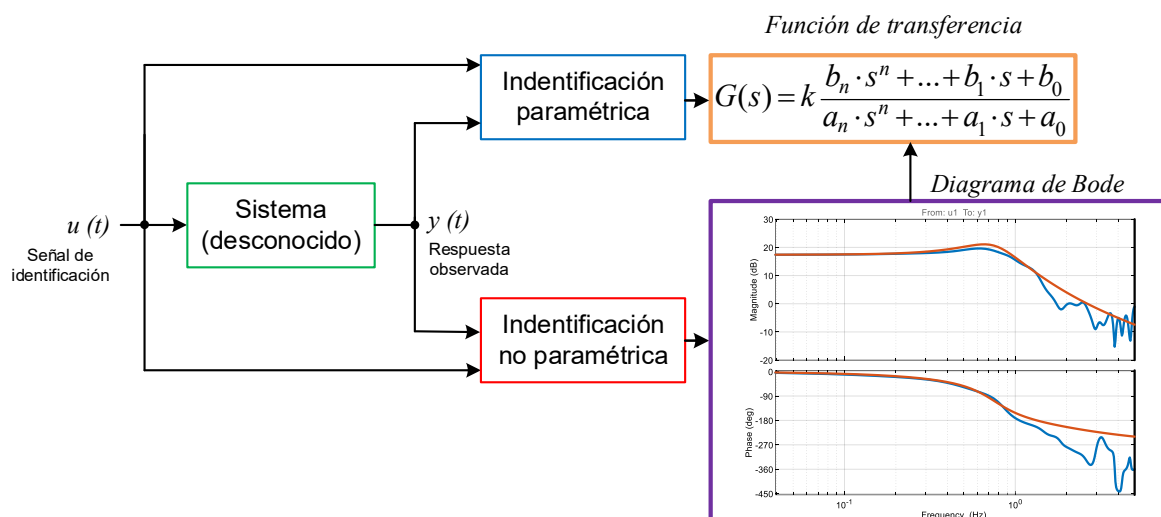


Figura 3.1. Identificación paramétrica y no paramétrica.

En identificación, se distinguen dos tipos de acoplamiento entre el sistema a identificar y el ordenador [69]:

- 1) Offline (acoplamiento indirecto)
- 2) Online (acoplamiento directo)

Para la identificación offline, Figura 3.2. a), los datos medidos se almacenan primero y luego se transfieren al ordenador para su posterior procesamiento y estimación de parámetros del modelo.

La identificación online se realiza paralelamente al experimento, donde el ordenador se acopla al proceso y la estimación de parámetros son calculados a medida que los datos están disponibles, como se muestra en la Figura 3.2. b)

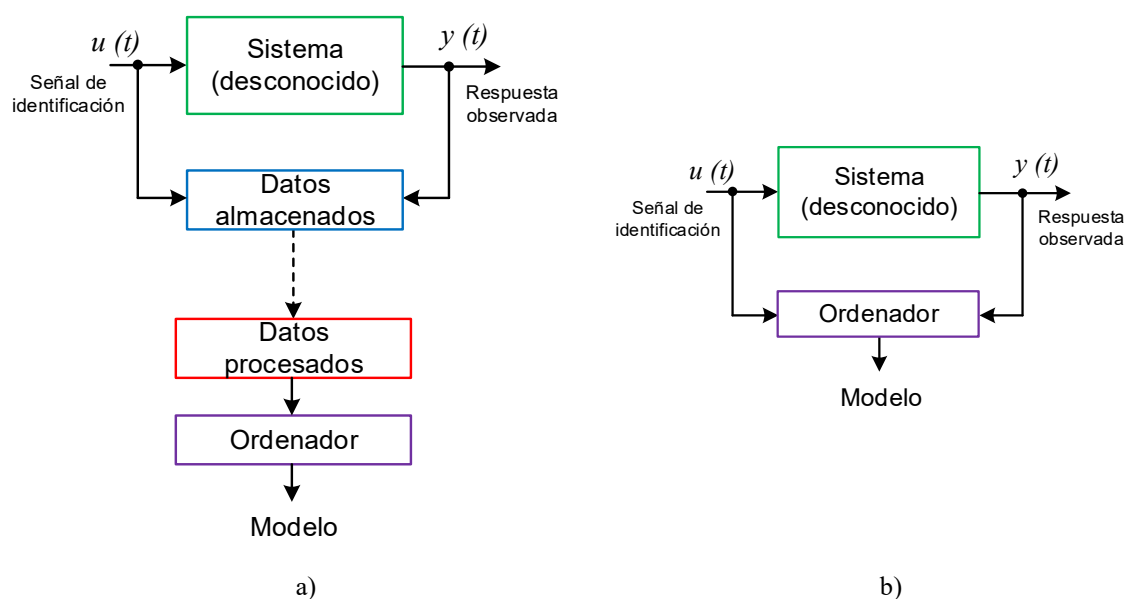


Figura 3.2. Identificación: a) offline y b) online

3.3 PROCEDIMIENTO DE IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA

La identificación de modelos de fuentes de energía en modo offline son utilizados a nivel de simulación en aplicaciones de control, cálculo de estado de carga o dimensionamiento [70], [71].

En el estado de la técnica, existen diferentes algoritmos y procedimientos, algunos de ellos como el Genetic Algorithm (GA) [57], Extended Kalman Filter (EKF) [72], o Fuzzy Logic [73] son complejos de reproducir y requieren ser especialista en algoritmos de optimización para su utilización, dificultando el análisis y estudio de un modelo en particular.

En este capítulo, se pretende proporcionar un procedimiento detallado, sencillo, práctico y suficientemente general, que tiene en cuenta las herramientas software de uso general disponibles, como Simulink de MATLAB®, para la identificación paramétrica de modelos matemáticos, que describen el comportamiento de un sistema, a partir de los datos observados.

Para ilustrar el procedimiento, a continuación, se desarrolla un ejemplo de identificación de parámetros de un sistema desconocido sencillo. La Figura 3.3 muestra un sistema compuesto por la red RC a identificar, red resistencia-condensador (RC). Para ello, se aplica una señal de identificación, que es una tensión de entrada, y se obtiene la respuesta temporal del circuito, que es la señal de salida.

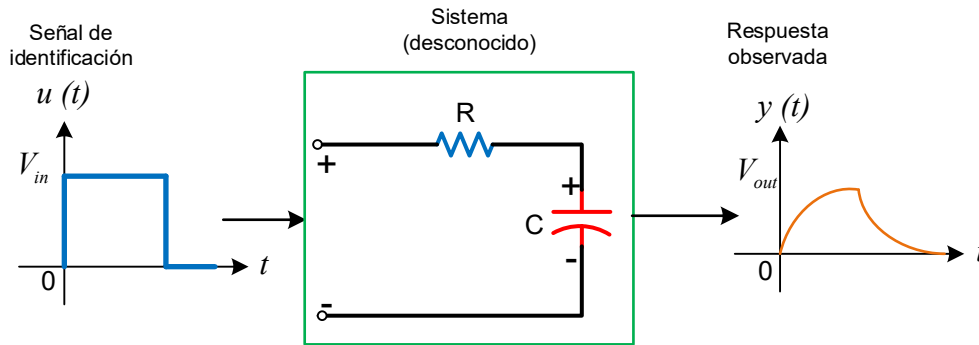


Figura 3.3. Red RC a identificar

La estimación de parámetros puede ser formulada de la siguiente manera. Dados los parámetros del modelo:

$$p = (p_1 \ p_2 \ p_3 \ \dots \ p_m) \quad (3.1)$$

con la tensión simulada V_s (V_{out} simulada) dependiente de estos parámetros:

$$V_s = f(p) \quad (3.2)$$

el objetivo se centra en encontrar los valores de los parámetros del modelo p , los cuales permitan el ajuste con n muestras de la tensión medida V_m (V_{out} experimental), donde p

puede variar entre más infinito y menos infinito, aunque se debe seleccionar un rango que tengan un significado físico, por ejemplo, 10^{-6} a 10^6 .

La obtención de los parámetros del modelo se realiza minimizando la función de coste (3.4), que es el sumatorio del cuadrado del error de la diferencia entre la tensión de salida medida experimentalmente V_m y la tensión de salida del modelo simulado V_s (3.3).

$$e(k) = V_m(k) - V_s(k, p) \quad (3.3)$$

El proceso iterativo de identificación minimiza la suma de los errores al cuadrado entre el modelo y las tensiones medidas de n muestras, hasta que el error sea lo suficientemente pequeño, como se muestra en la Figura 3.4.

$$F(p) = e^2(1) + e^2(2) + \dots + e^2(n) = \sum_{k=1}^n (e(k))^2 \quad (3.4)$$

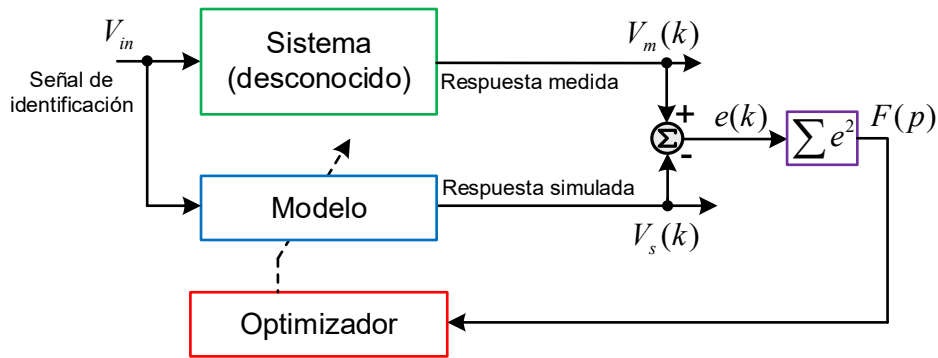


Figura 3.4. Diagrama del método de mínimos cuadrados

El problema de minimización se lleva a cabo con Simulink® Design Optimization™ de Matlab (versión R2018b). Esta herramienta proporciona una interfaz interactiva que ayuda a minimizar la función de coste entre la tensión del modelo medido y el simulado, utilizando el método no lineal de mínimos cuadrados para la estimación de parámetros, hasta que el error sea lo suficientemente pequeño.

Para llevar a cabo la estimación de los parámetros, en la Figura 3.5. a) se muestra el diagrama de bloques del procedimiento de identificación propuesto, cuyo procedimiento se puede dividir en varios pasos, que se muestran y describen en la Tabla 3.1.

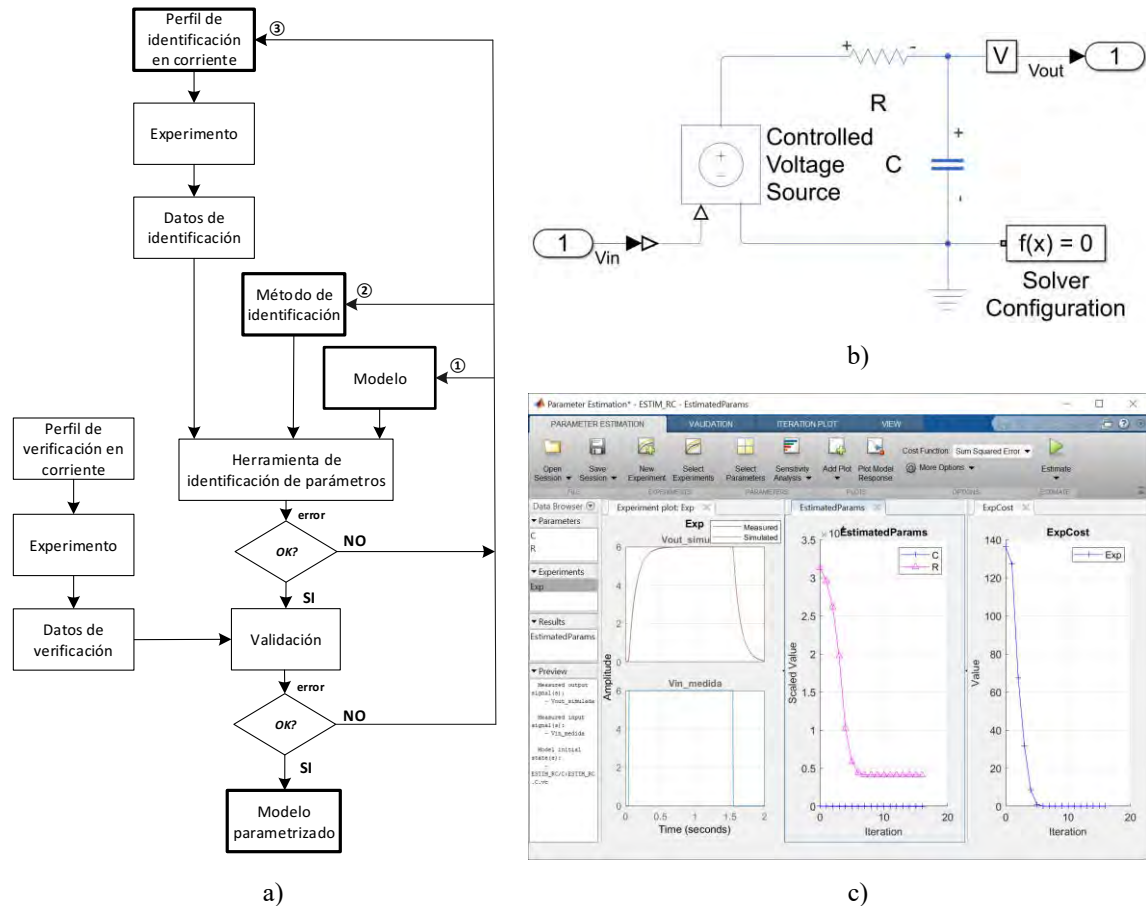


Figura 3.5. Estimación de parámetros: a) diagrama de flujo del procedimiento, b) modelo en Simscape y c) interface de optimización en Simulink

Tabla 3.1. Procedimiento de Estimación de Parámetros

Pasos	Descripción
1	Aplicar el perfil de identificación al sistema para obtener la medida experimental de la corriente, tensión o ambas, de entrada y salida del sistema (datos de identificación). Cuando se realiza la identificación de un componente, el perfil de identificación puede ser la tensión o corriente inyectada, y los datos experimentales medidos pueden ser los relativos a la tensión o corriente del dispositivo a modelar.
2	Seleccionar y construir el circuito equivalente del modelo propuesto o seleccionado (①) en Simulink o Simscape mediante un diagrama de bloques o diagrama eléctrico con parámetros iniciales, Figura 3.5. b).
3	Crear un nuevo experimento en Simulink e importar los datos de identificación. Simular el modelo con los parámetros iniciales y el perfil actual de identificación, para obtener los datos de simulación, Figura 3.5. c).
4	Elegir los parámetros a estimar y sus límites para estimar su valor.
5	Configurar las opciones de optimización (método de optimización, algoritmo y tolerancia de parámetros y funciones).
6	Ejecutar el proceso de estimación de parámetros aplicando el solver de optimización seleccionado (por ejemplo, error de la suma de mínimos cuadrados) para hacer coincidir los datos de identificación con los datos de simulación. Si el error no es lo suficientemente pequeño, volver al paso 1 (①); o cambie el método de identificación y vuelva al paso 3 (②); o modifique el perfil actual de identificación y volver al paso 2 (③), Figura 3.5. a).

7	Una vez obtenidos los parámetros del modelo a partir de los datos de identificación, con un error suficientemente pequeño, el siguiente paso es verificar la respuesta del modelo utilizando el perfil de verificación y los datos de la aplicación, para obtener los datos experimentales de verificación. Para ello, es necesario comparar los datos de verificación con los nuevos datos simulados, utilizando los parámetros obtenidos en el paso 6. Si el error no es lo suficientemente pequeño, volver al paso 1 (①); o cambie el método de identificación y volver al paso 3 (②); o modifique el perfil actual y volver al paso 2 (③), Figura 3.5.a).
---	---

Si para la aplicación analizada hubiera que reducir el tiempo de ejecución, se podrían utilizar otras técnicas, por ejemplo las basadas en la técnica de capas para dividir la optimización global como se describe en [74] y [22], aunque podrían verse afectadas la flexibilidad y la simplicidad proporcionadas por la interfaz de usuario de Simulink.

3.3.1 Montaje experimental

El montaje experimental utilizado para las pruebas de adquisición de datos de tensión, de identificación y verificación, en la red RC, para su carga y descarga, se muestra en la Figura 3.6.

Para ello, se utiliza el siguiente conjunto de equipos:

- 1) Generador de señales: Agilent 33120A para inyectar la tensión de entrada.
- 2) Protoboard: circuito $R=1\text{ k}\Omega$ y $C=100\text{ }\mu\text{F}$.
- 3) Amplificador operacional TL052 para construir un seguidor de tensión que acopla las impedancias del generador y del circuito RC.
- 4) Adquisición de datos: NI myDAQ para medir la tensión de entrada y salida.

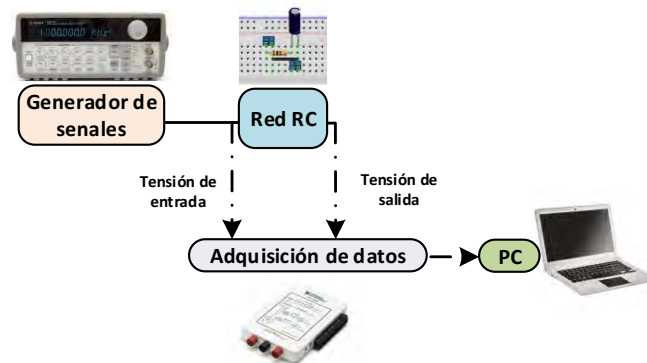


Figura 3.6. Montaje experimental para la obtención de los datos de identificación y verificación.

La adquisición de datos se ha realizado con el software LabVIEW®, para almacenar, en este caso, los valores de tensión de entrada y salida, necesarios para posteriormente realizar la identificación y verificación del modelo.

3.3.2 Perfil de perturbación

El procedimiento de identificación de parámetros del modelo RC utiliza un pulso de tensión de amplitud 6 V y duración de 1,5 segundos, produciendo una respuesta exponencial a la salida de la red como se muestra en la Figura 3.7.

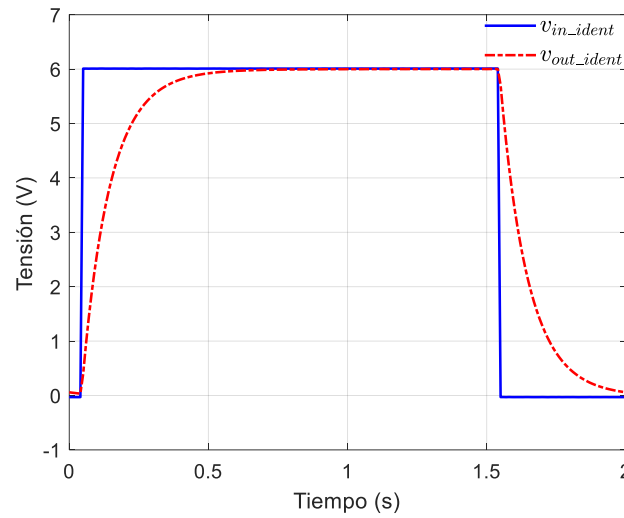


Figura 3.7. Perfiles de tensión de identificación.

Además, para verificar la robustez y precisión de los modelos obtenidos, se aplica una tensión sinusoidal de amplitud 5 Vpp y frecuencia de 500 mHz que está modulada en amplitud, descrita en [75], con una frecuencia de modulación de 10 Hz y un porcentaje de modulación del 50%. La Figura 3.8 muestra la medida de la red RC con el perfil de verificación.

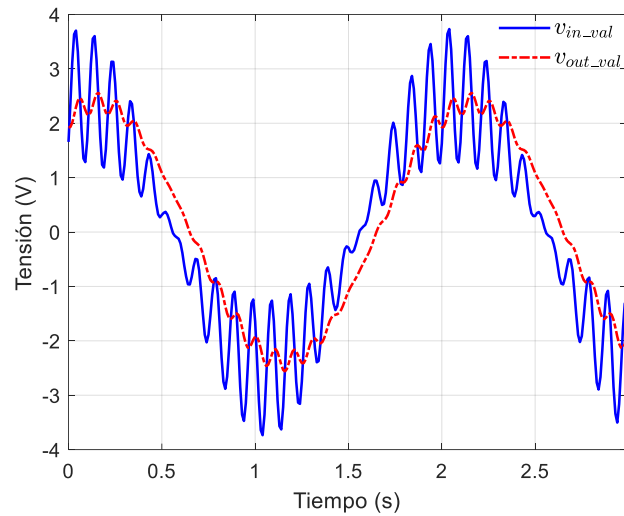


Figura 3.8. Perfiles de tensión de verificación.

3.3.3 Herramienta de estimación de parámetros

Para la estimación paramétrica, en Simulink, es necesario construir el circuito equivalente mediante un diagrama de bloques o circuito eléctrico, para posteriormente utilizar la herramienta de optimización.

La Figura 3.9. a) muestra el modelo del circuito equivalente construido en Simscape, donde es necesario incluir los puertos para la medida de la tensión de entrada (V_{in}) y salida (V_{out}).

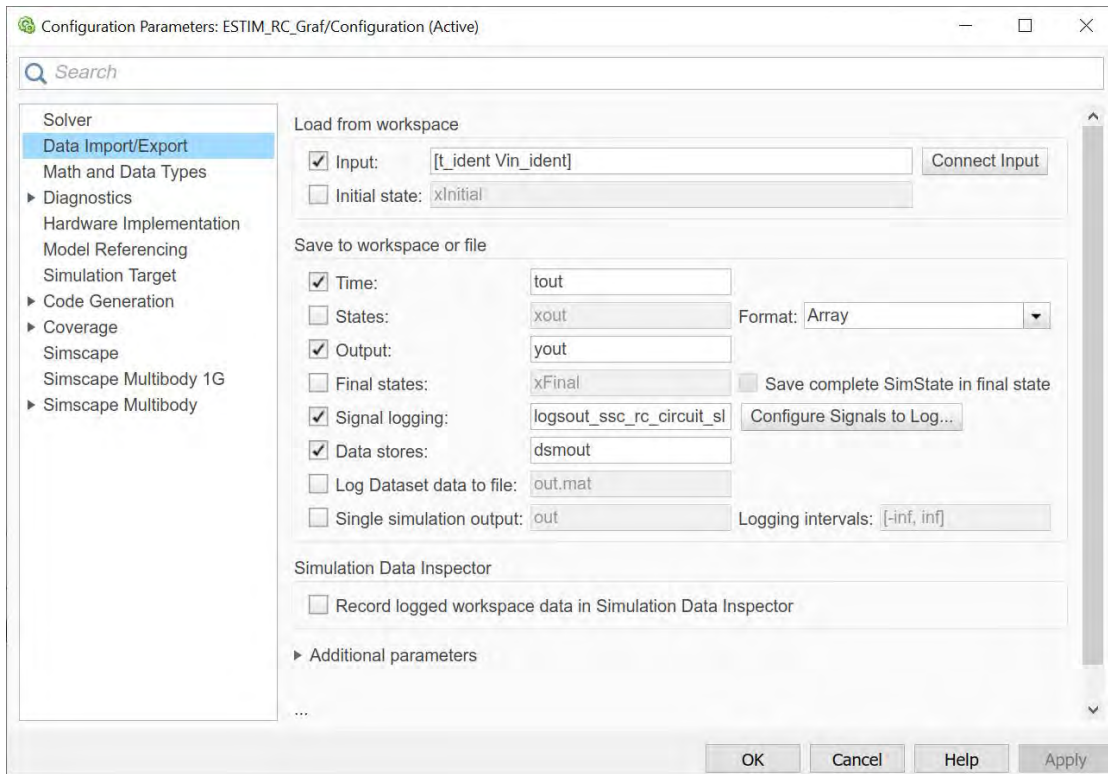
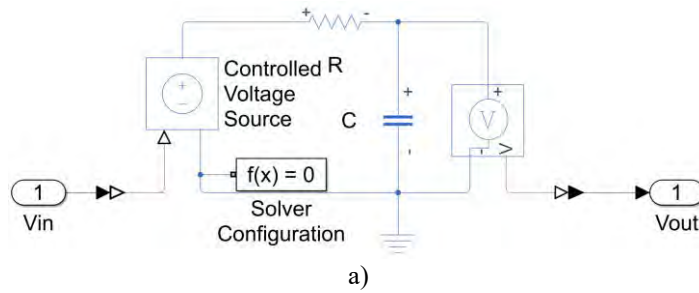
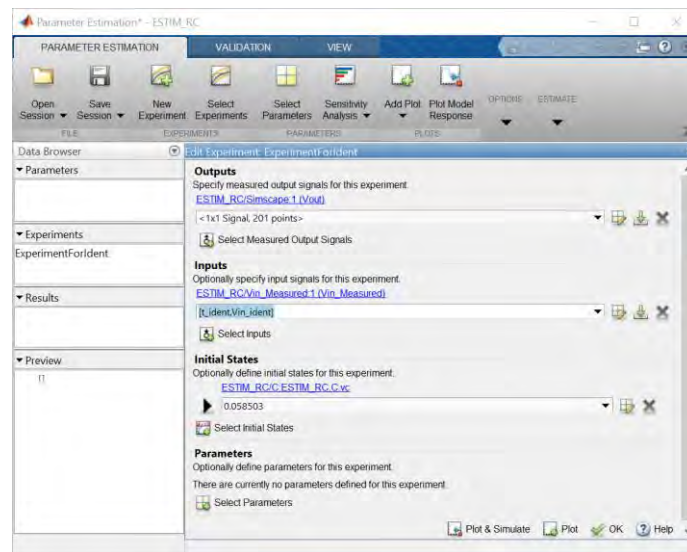


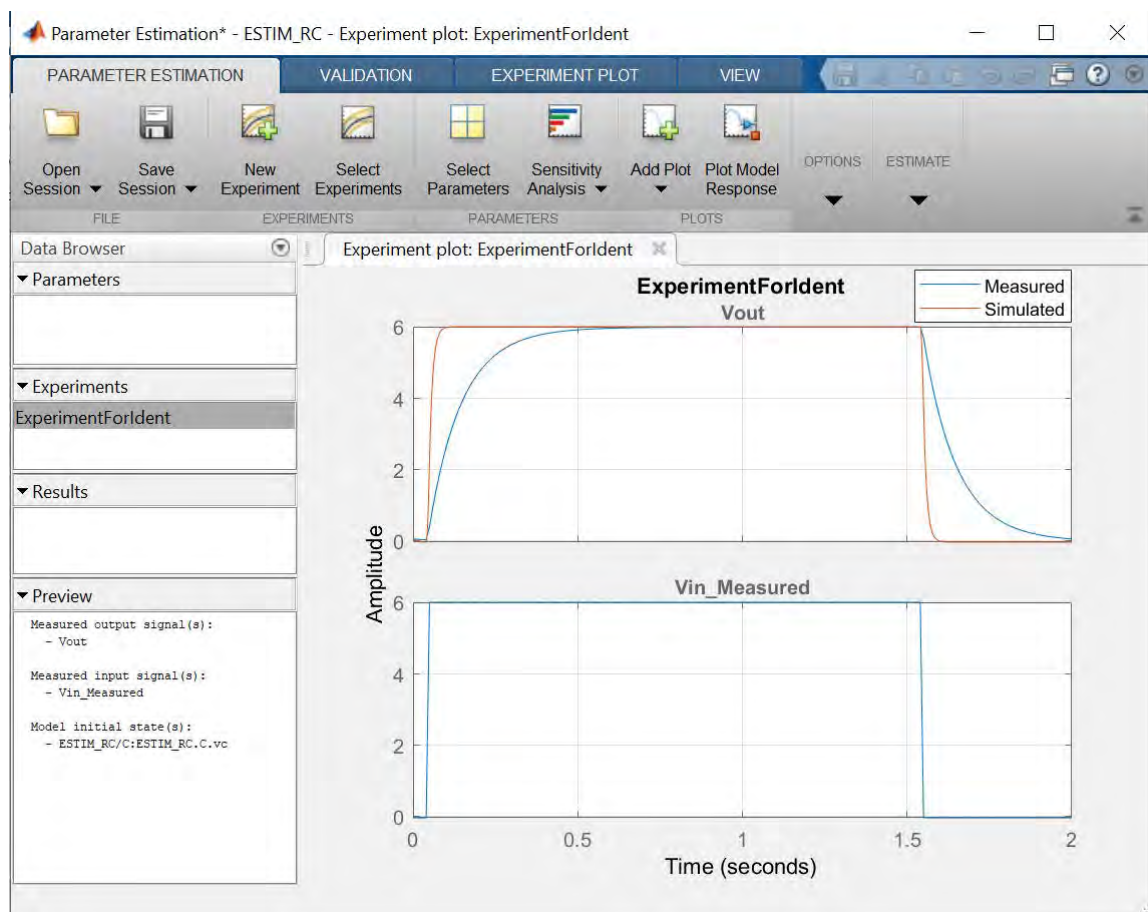
Figura 3.9. Construcción y configuración del modelo: a) circuito en Simscape y b) configuración del puerto de entrada

Adicionalmente en la Figura 3.9. b) se muestra cómo se asocia en la configuración general de Simulink en **Data Import/Export** el puerto de entrada (V_{in}) con el vector de la tensión de entrada medida $[t_ident, V_{in_ident}]$, para tomar el vector de datos desde el espacio de trabajo de Matlab. Posteriormente, también se asocian los nombres de los datos de salida con el vector $[t_ident, V_{out_ident}]$.

Una vez definido el modelo de Simulink/Simscape para estimar valores de parámetros desconocidos, se abre la herramienta de Estimación de Parámetros seleccionando en **Analysis**→**Parameter Estimation**. En la interfaz de usuario, primero hay que crear un experimento en **New Experiment**; creado el experimento, se introduce en **Input** y **Output** los datos de entrada y salida medidos, Figura 3.10. a). Para la representación gráfica, se selecciona la opción **Plot & Simulate**, donde se compara la respuesta simulada con la experimental como se muestra en la Figura 3.10. b), a través de la simulación del circuito en Simscape.



a)



b)

Figura 3.10. Creación de un experimento: a) introducción de vectores de datos y b) representación gráfica

Para estimar los diferentes parámetros del modelo del experimento, hay que especificar qué valores se van a estimar, con sus valores iniciales y los límites para cada valor, tal y como se muestra en la Figura 3.11. Alternativamente, se puede especificar un valor de parámetro como un valor conocido, tal como la tensión inicial del condensador.

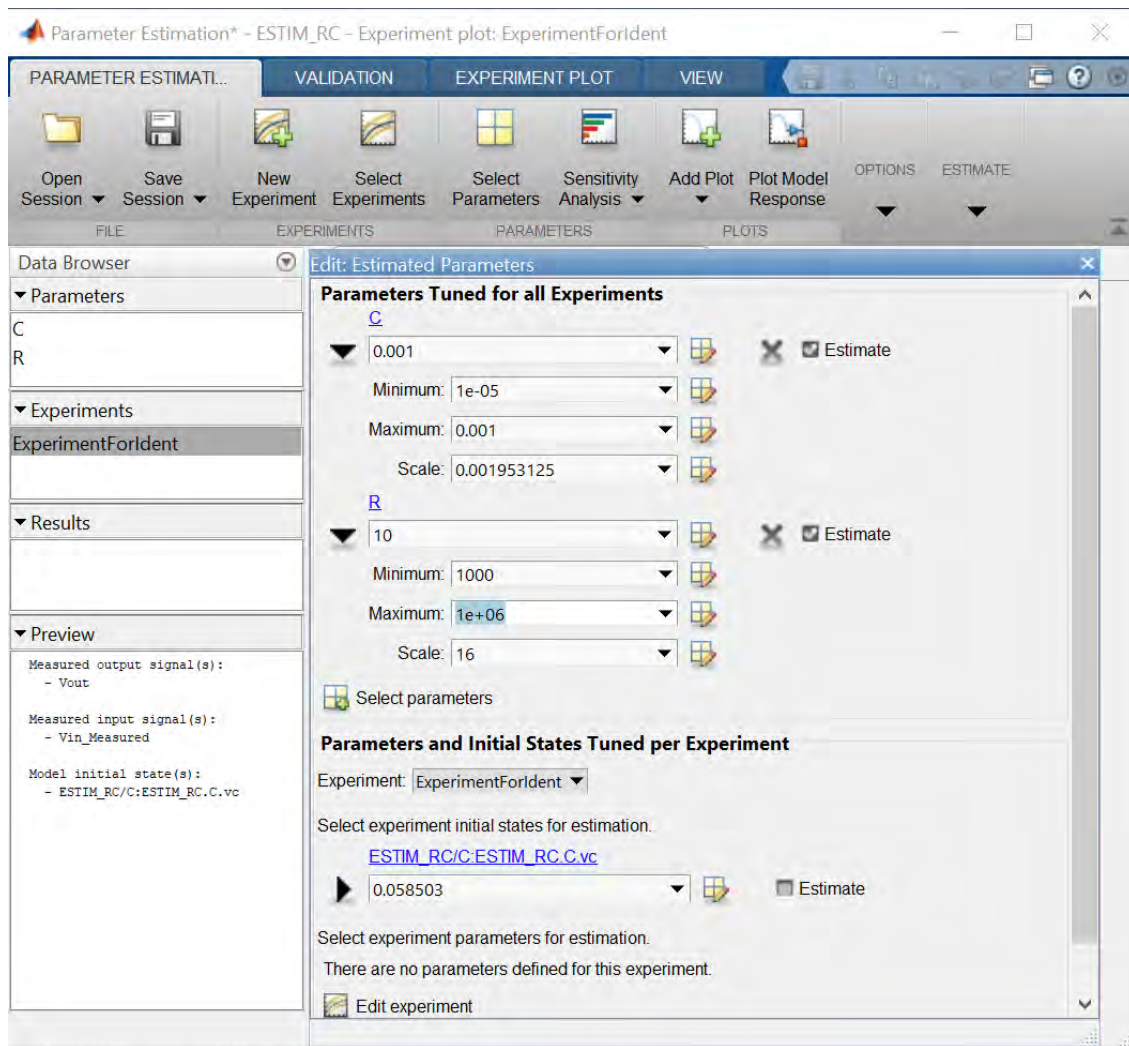


Figura 3.11. Creación de un experimento con valores de tensión de entrada y salida medidos.

Adicionalmente, se necesita configurar la optimización en **More Options**→**General Options**, Figura 3.12. Por defecto y como se sugiere en [5], para problemas de modelado con límites, se elige el método *Nonlinear least squares* y el algoritmo de *Trust-Region_Reflective*. Los detalles y descripción específicos del algoritmo se pueden encontrar en la referencia [5] y [76].

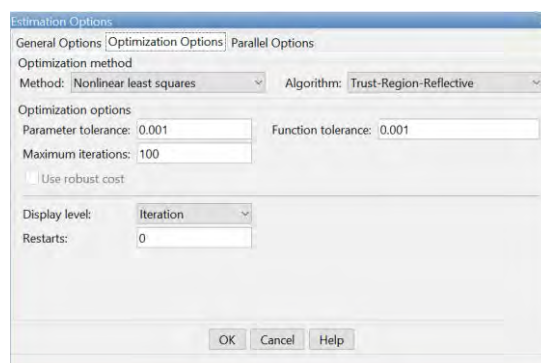
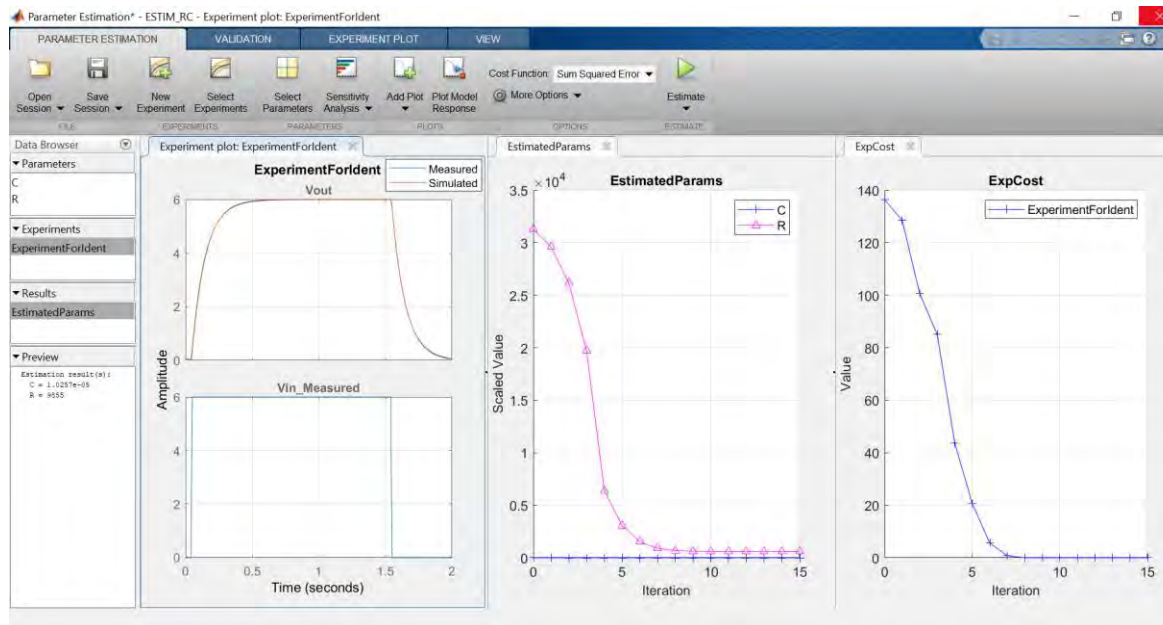


Figura 3.12. Creación de un experimento con valores de tensión de entrada y salida medidos.

Una vez definido el modelo, los parámetros a estimar con sus límites y la configuración de la optimización numérica, se puede habilitar la visualización de la evolución de los parámetros y la función coste en **Add Plot** → **Parameter Trajectory** y **Estimation Cost**. Finalmente, pulsando en **Estimate** se inicia la iteración de la optimización hasta que el valor de la función coste sea menor a 0.001. Al finalizar se muestra la evolución del valor del parámetro de manera gráfica, Figura 3.13. a), y de manera numérica, Figura 3.13. b), así como el número de iteraciones, el número de veces que se evalúa la función coste y el valor de la función de coste al final de cada iteración, Figura 3.13. c).



a)

Iteration	F-count	ExperimentForIdent
0	5	136.3321
1	10	128.4906
2	15	100.6785
3	20	85.0549
4	25	43.7551
5	30	20.7220
6	35	5.6306
7	40	0.8000
8	45	0.0439
9	50	0.0031
10	55	0.0030
11	60	0.0030
12	65	0.0030
13	70	0.0030
14	75	0.0030
15	80	0.0030

Optimization started 09-Jun-2019 22:37:22
 Removing data from parallel workers...
 Data removed from parallel workers.
 Estimation converged: 09-Jun-2019 22:39:02
 ESTIM_RC updated with estimated parameter values.
 Estimated parameter values written to 'EstimatedParams'

b)

View Result - EstimatedParams

Estimation result(s):
 C = 1.0257e-05
 R = 9855

Parameters estimated using experiments:
 ExperimentForIdent, cost = 0.0029959

Solver output:
 Cost: 0.0029959
 ExitFlag: 2
 FCount: 85
 Date: 09-Jun-2019 22:30

Solver termination message:
 Local minimum possible.

Isqnonlin stopped because the size of the current step is less than the selected value of the step size tolerance.

Stopping criteria details:
 Optimization stopped because the norm of the current step, 6.402594e-04, is less than options.StepTolerance = 1.000000e-03.

Optimization Metric: norm(step) = 6.40e-04
 Options: StepTolerance = 1e-03 (selected)

Buttons: Use as initial guess, Update Model, OK

c)

Figura 3.13. Resultado de la estimación de parámetros: a) evolución gráfica, b) evolución de la función coste, y c) resultados de los parámetros estimados.

3.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Una vez obtenidos los parámetros del modelo RC, utilizando las opciones de la herramienta de optimización, se crea un nuevo experimento con el perfil de verificación o validación.

La Figura 3.14 muestra un nuevo experimento con los vectores de prueba en **Inputs**, señal sinusoidal modulada en amplitud [**t_val**,**Vin_val**], y en **Outputs** la respuesta de la red RC a esta señal modulada [**t_val**, **Vout_val**].

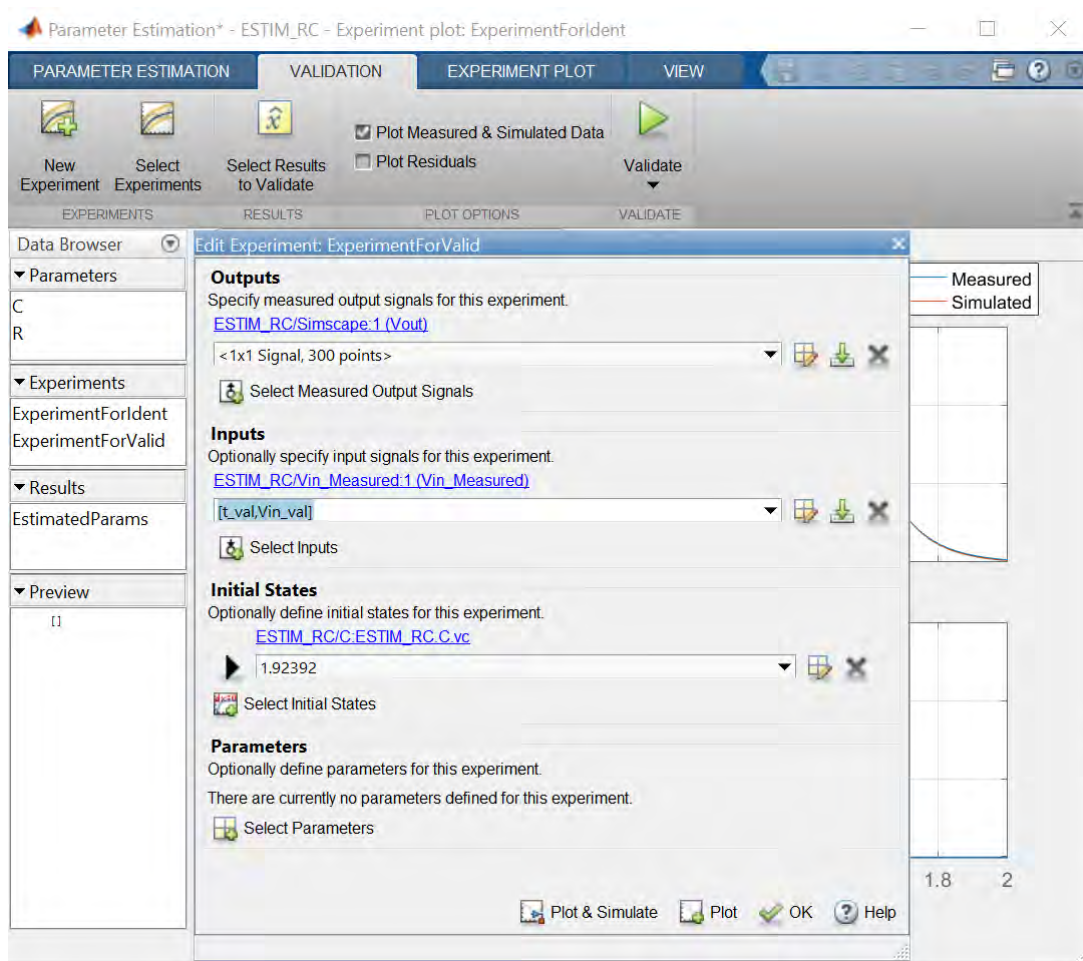


Figura 3.14. Experimento para la verificación de los parámetros estimados.

Al crear el experimento de validación se obtiene la superposición de los resultados, medidos y simulados, como se muestra en la Figura 3.15. También al comparar la respuesta del modelo con los datos medidos, utilizando los parámetros estimados y la entrada sinusoidal modulada, se obtiene el gráfico de residuos que muestra la diferencia entre la respuesta simulada y dichos datos medidos. Una vez que la tensión simulada se ajusta a la medida, la diferencia o residuo de sus tensiones se observa que:

- 1) El porcentaje de la variación máxima de desviación en mínima.
- 2) No muestra ningún patrón sistemático, por ejemplo, un valor de divergencia creciente.

Por ejemplo, se puede ver en la Figura 3.15 que la diferencia o residuos para los datos de verificación satisfacen ambos criterios.

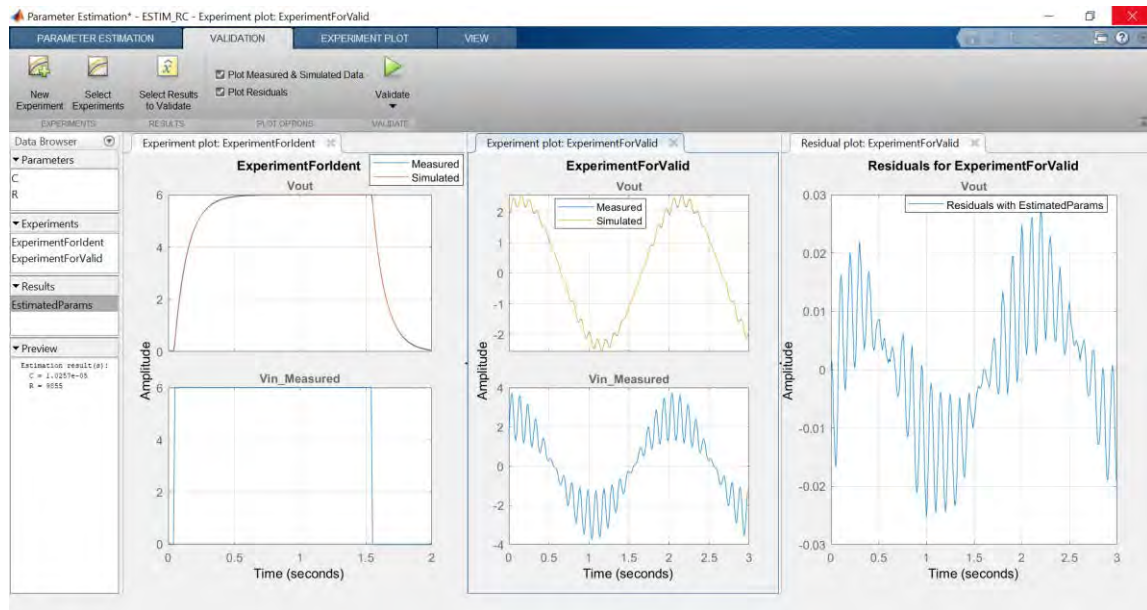


Figura 3.15. Verificación del modelo RC con la tensión residuo.

3.5 CONCLUSIONES

En este capítulo, se ha propuesto y desarrollado un procedimiento para la identificación del valor de los parámetros de los modelos que representan el comportamiento de un sistema o componente, a partir de los datos experimentales medidos.

Este procedimiento pretende ser sencillo, práctico y suficientemente general, y tiene en cuenta las herramientas software de uso general disponibles, en concreto Simulink® Design Optimization™/Sinscape de MATLAB®. Estas herramientas se usan para la identificación paramétrica de modelos matemáticos, que describen el comportamiento de un sistema, a partir de los datos observados.

Para ilustrar el procedimiento, se ha desarrollado y mostrado un ejemplo sencillo basado en la identificación de un circuito RC, con el fin de comparar los datos de validación medidos con la salida del modelo simulado, en base a los parámetros estimados.

Este procedimiento será utilizado en los siguientes capítulos para el modelado de baterías y supercondensadores.

Como limitación, este procedimiento depende de los métodos y algoritmos de optimización incluidos en Simulink.

Capítulo 4

4 MODELADO DE BATERÍAS DE ION-LITIO

4	MODELADO DE BATERÍAS DE ION-LITIO	41
4.1	INTRODUCCIÓN	43
4.2	MODELO DE BATERÍAS	44
4.2.1	Modelo de Shepherd	44
4.2.2	Modelo No Lineal	46
4.2.3	Modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV)	47
4.2.4	Modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis (3RCH)	47
4.2.5	Modelo de Thevenin de Tercer Orden Dependiente del SOC (3RC(SOC))	49
4.3	MONTAJE EXPERIMENTAL	50
4.3.1	Banco de Pruebas	50
4.3.2	Perfil de Corriente	51
4.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	53
4.5	CONCLUSIONES	56
4.6	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS	58

4.1 INTRODUCCIÓN

En los últimos años, las baterías recargables están desempeñando un papel importante como método de almacenamiento de energía, así como fuentes de energía para algunos sistemas eléctricos relacionados con los sistemas de comunicaciones, las energías renovables, los vehículos eléctricos, los autobuses eléctricos, etc. , [77]. Las baterías de ion-litio han llegado a ser una tecnología esencial en los sistemas de distribución de potencia de los Vehículos Eléctricos Híbridos (HEV) y los Vehículos totalmente Eléctricos (EV), los cuales permiten reducir el consumo de combustible y las emisiones de gases de efecto invernadero [78]. Este tipo de baterías presenta algunas prestaciones muy adecuadas para su aplicación en el transporte, tales como su alta densidad de potencia y su lenta autodescarga [79].

En el estado de la técnica, se han publicado numerosos modelos de baterías a nivel de sistema. Elegir entre estos modelos es un compromiso entre la complejidad del modelo, la dificultad de estimación de parámetros y la precisión.

De manera general, los modelos de baterías se pueden clasificar en tres categorías: electroquímicos, matemáticos y eléctricos. Los modelos electroquímicos consisten en un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales algebraicas [80], [81]. La estimación del modelo electroquímico es muy preciso [82], sin embargo, la simulación con estos modelos puede llevar mucho tiempo, ya que requiere resolver un conjunto complejo de ecuaciones para reproducir las propiedades electroquímicas [83]. Los modelos matemáticos son una alternativa basada en fórmulas empíricas [17], [84]. Estos modelos son funciones empíricas con parámetros derivados de las hojas de datos o de mediciones estáticas, y utilizan un menor número de ecuaciones. Sin embargo, estos modelos no pueden representar el comportamiento dinámico correctamente y proporcionan resultados con un error del orden del 5%-20%. Por último, los modelos eléctricos, o basados en circuitos, son capaces de mostrar con precisión las características de corriente y tensión de las baterías, manteniendo al mismo tiempo la eficiencia de la simulación. La precisión de estos modelos eléctricos se encuentra entre los modelos electroquímicos y los modelos matemáticos [85]. Estos modelos se basan en resistencias y condensadores conectadas a una fuentes de tensión dependiente del estado de carga, y pueden representar la rápida dinámica de la batería con un alto nivel de precisión [21].

En la literatura, varios artículos desarrollan un estudio comparativo entre diferentes modelos. Así, en [86] se muestra una revisión sistemática de diez modelos, utilizando la técnica de identificación no lineal basada en el Filtro Kalman Extendido dual (dual-EKF), concluyendo que el modelo 2-RC proporciona la mejor respuesta dinámica y precisión para la mayoría de baterías. Además, en [34] se examina once modelos de circuitos eléctricos en los que los parámetros se estiman mediante el uso de Algoritmo Genético (GA), concluyendo que un incremento en el número de redes RC mejora la robustez, considerando las variaciones de los parámetros y los errores de los sensores en aplicaciones reales.

La principal contribución de este capítulo es la aplicación del procedimiento general de identificación de parámetros en modo offline, descrito en el capítulo 3, a los modelos equivalentes de batería. El método de identificación se basa en la Herramienta de Optimización de MATLAB®, que utiliza una optimización numérica para minimizar el error entre la tensión medida y la estimada por el modelo de la batería.

Además, se realiza un análisis comparativo de los modelos de baterías más utilizados en aplicaciones de vehículos eléctricos. Estos modelos seleccionados tienen la capacidad de representar los efectos más importantes de una batería desde el punto de vista del comportamiento eléctrico, y se pueden aplicar dependiendo de las necesidades de aproximación y complejidad del sistema a simular.

4.2 MODELO DE BATERÍAS

En esta sección se analizan cinco modelos de baterías, seleccionados del estado de la técnica, sobre los que se han aplicado el procedimiento de identificación descrito en el capítulo 3.

Así, del estudio del estado de la técnica, se obtiene que en [72], se utilizan diferentes conjuntos de datos de una batería de Litio-polímero aplicados a Vehículos Eléctricos Híbridos (HEV) para comparar modelos matemáticos. En ellos, la autocorrección mejorada con cuatro filtros proporcionó mejor rendimiento en todos los casos, a costa de una mayor complejidad. En [87] se presentó una visión general de los modelos genéricos de baterías (matemáticos y eléctricos), donde la prueba de descarga de corriente continua y transitoria del modelo resistencia-condensador (RC) es la que muestra un mayor rendimiento.

Otro estudio comparativo del estado de la técnica de los modelos eléctricos se realizó en [26], donde el modelo RC de tercer orden con histéresis muestra mejores características. Además, en [88] se muestra un estudio comparativo sistemático de modelos matemáticos y eléctricos de baterías, en el que el modelo RC de primer orden con histéresis parece ser la mejor opción para las células LiFePO_4 .

Teniendo en cuenta los estudios previos realizados y las conclusiones obtenidas, del estado de la técnica, en esta tesis, los modelos seleccionados para realizar el estudio comparativo son el modelo Shepherd [13], el modelo no lineal [89], el modelo PNGV [24], el modelo RC de tercer orden con histéresis [26] y el modelo RC de tercer orden dependiente del SOC en [22]. Estos modelos fueron seleccionados para cubrir la mayoría de las aplicaciones, y se revisan brevemente a continuación.

4.2.1 Modelo de Shepherd

El modelo de batería de ion-litio propuesto en [13] es utilizado debido a que sólo requiere unos pocos datos obtenidos de la hoja técnica de datos del fabricante (curva de descarga de la batería). Este modelo se basa en el modelo modificado de Shepherd, y puede reflejar con suficiente precisión las características de corriente y tensión a un nivel macro, las cuales son

importantes para las simulaciones a nivel de sistema. Este modelo se muestra en la Figura 4.1. a), y su implementación en Simulink en la Figura 4.1. b).

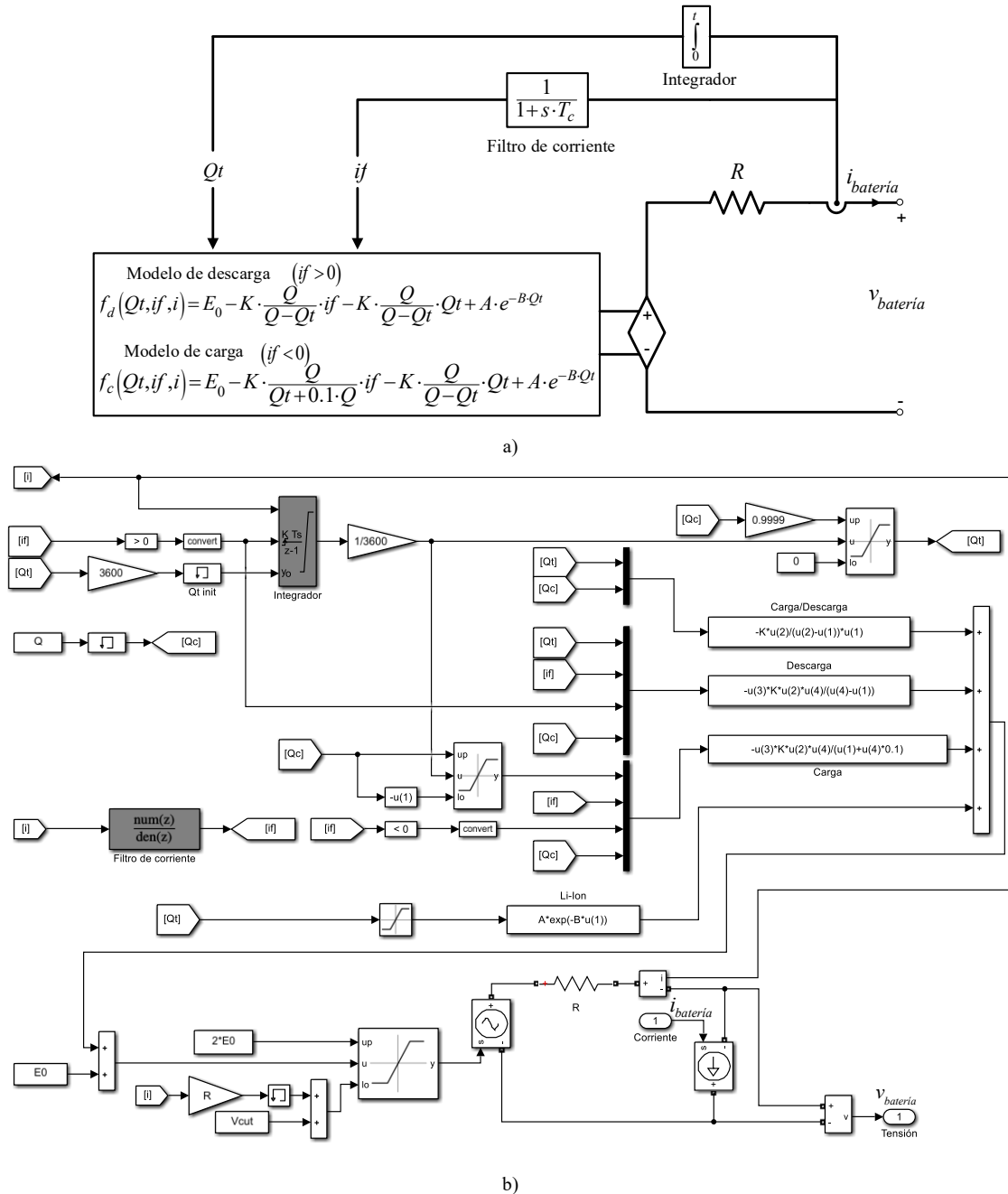


Figura 4.1. Modelo equivalente de Shepherd: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink.

La implementación de este modelo de batería se realiza mediante el uso de diagramas de bloques en Simulink, y está compuesto por una fuente de tensión controlada y una resistencia interna. El valor de la fuente de tensión controlada depende de dos expresiones, una para la descarga de la batería y otra para la carga de la batería. Donde E_0 es la tensión interna de la batería (V), K es la constante de polarización ($V \cdot Ah^{-1}$), Q es la capacidad máxima de la batería (Ah), if es la corriente de la batería filtrada (A), Qt representa la carga instantánea de la batería (Ah), A es la amplitud de la zona exponencial (V), B es la constante de tiempo de

la zona exponencial inversa (Ah^{-1}), T_c es la constante de tiempo de la batería (s) y R es la resistencia interna de la batería (Ω), tal y como se describe en [18].

4.2.2 Modelo No Lineal

El modelo de Randles, originalmente, fue desarrollado para baterías de plomo-ácido como se describe en [90]. Una versión modificada del modelo de Randles de desarrollo para su adaptación a baterías de ion-litio [91]. A pesar de los buenos resultados obtenidos con el modelo de Randles modificado cuando la estimación de parámetros se realiza online, este modelo en su versión de parámetros constantes no es apropiado para aplicaciones offline, debido al comportamiento no lineal de este tipo de baterías. Por esta razón, se propone un modelo de batería RC no lineal en [89]. El modelo propuesto consiste en una fuente de tensión no lineal, cuya tensión de circuito abierto (OCV) es función del estado de carga (SOC), con el objetivo de representar las características no lineales; una capacitancia C_p para modelar el efecto de polarización; una resistencia de propagación R_b ; una resistencia de difusión R_p ; y una resistencia óhmica R_t , como se muestra en la Figura 4.2. a), con su equivalente en Simscape en la Figura 4.2. b).

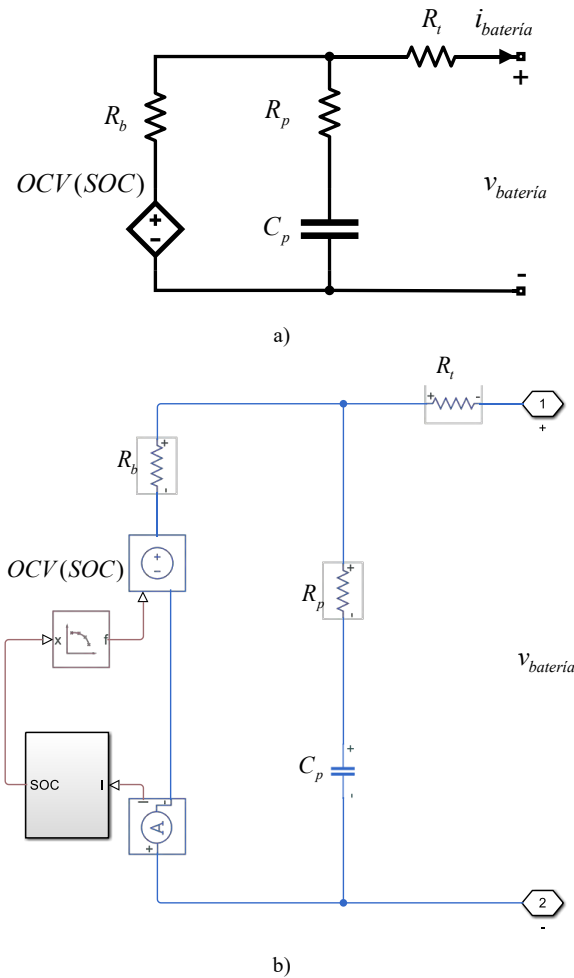


Figura 4.2. Modelo equivalente No lineal: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.

4.2.3 Modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV)

El modelo Partnership for a New Generation of Vehicles es el modelo de batería estándar descrito en [24]. En [25], se mejora el modelo PNGV aplicado a baterías de Ion-litio añadiendo un circuito RC , obteniéndose un circuito eléctrico equivalente como se muestra en la Figura 4.3. a). Este modelo está compuesto por la tensión de circuito abierto OCV_0 que representa la fuente de tensión constante inicial (V), y $C_0(SOC)$ que representa un condensador variable dependiente del estado de carga, los cuales conectados en serie representan la tensión de circuito abierto de la batería. $R_0(SOC)$ representa la resistencia interna de la batería (Ω) junto con dos redes paralelas R_1, C_1, R_2 y C_2 en función del SOC . La implementación del circuito en Simscape se muestra en la Figura 4.3. b).

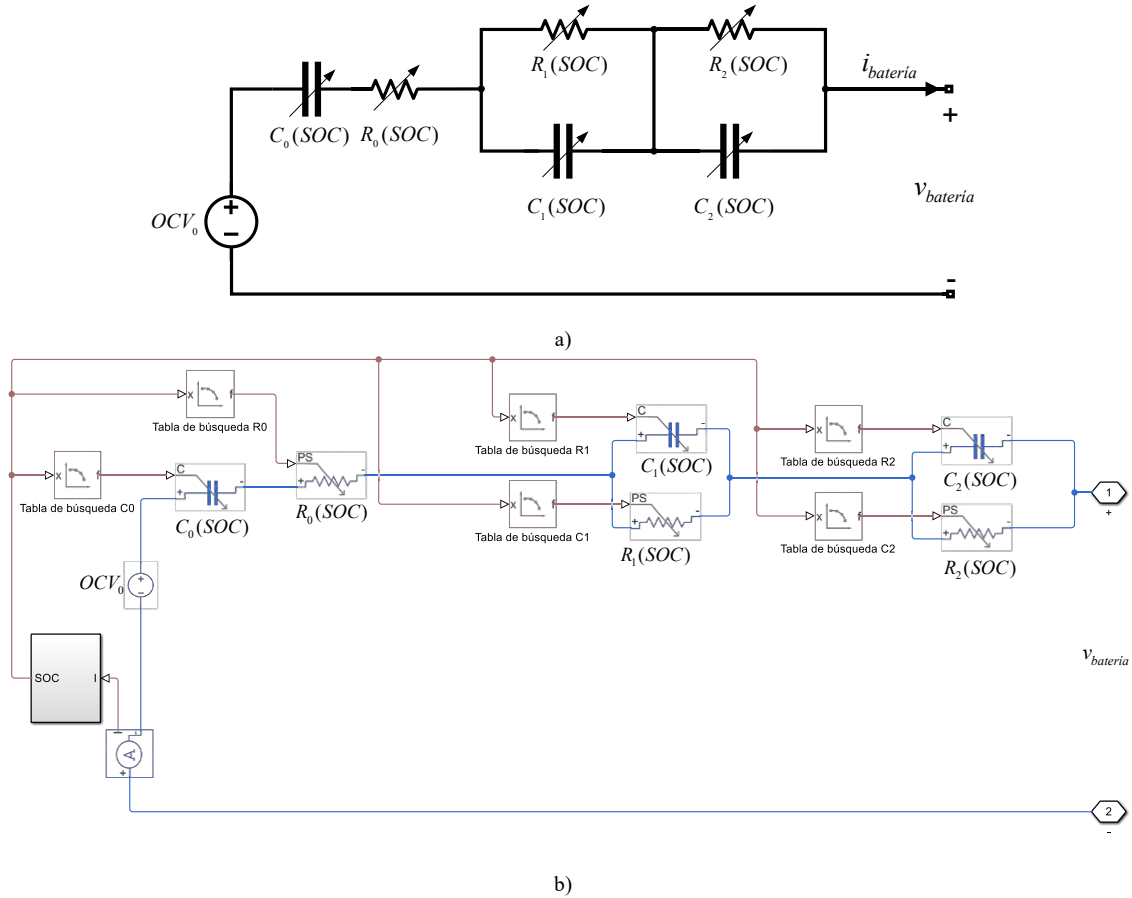


Figura 4.3. Modelo equivalente PNGV: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape

4.2.4 Modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis (3RCH)

El circuito de Thevenin con tres redes paralelas RC con histéresis se propone en [26]. En este modelo, se añade una tensión de histéresis v_h en serie con una resistencia óhmica y tres redes paralelas RC , como se muestra en la Figura 4.4. a) y su equivalente en Simscape en la Figura 4.4. b). El modelo de la tensión de histéresis de la batería v_h (en el orden de milivoltios), propuesto en [72] y definido por (4.2):

$$v_h = M \cdot h(k) \quad (4.1)$$

donde $h(k)$ representa la tensión dinámica de histéresis y se obtiene de la resolución de la ecuación (4.2), y M representa el valor máximo de histéresis.

$$h(k+1) = \exp\left(-\left|\frac{i(k) \cdot \gamma \cdot \Delta t}{Q}\right|\right) \cdot h(k) - \left(1 - \exp\left(-\left|\frac{i(k) \cdot \gamma \cdot \Delta t}{Q}\right|\right)\right) \cdot \text{sgn}(i(k)) \quad (4.2)$$

con γ como la velocidad de cambio de la tensión de histéresis y Q es la capacidad total. En [92], los autores proporcionan una metodología robusta y consistente para evaluar la tensión de circuito abierto OCV de diferentes células de baterías de ion-litio, la cual es dependiente del estado de carga (SOC). Para estimar los diferentes parámetros de la tensión de histéresis, se aplica a la batería pulsos de carga y descarga con una variación del 10% de SOC , utilizando una corriente de 1 C (1 C=5,58 Ah) hasta la tensión de flotación y corte, como se muestra en la Figura 4.5.

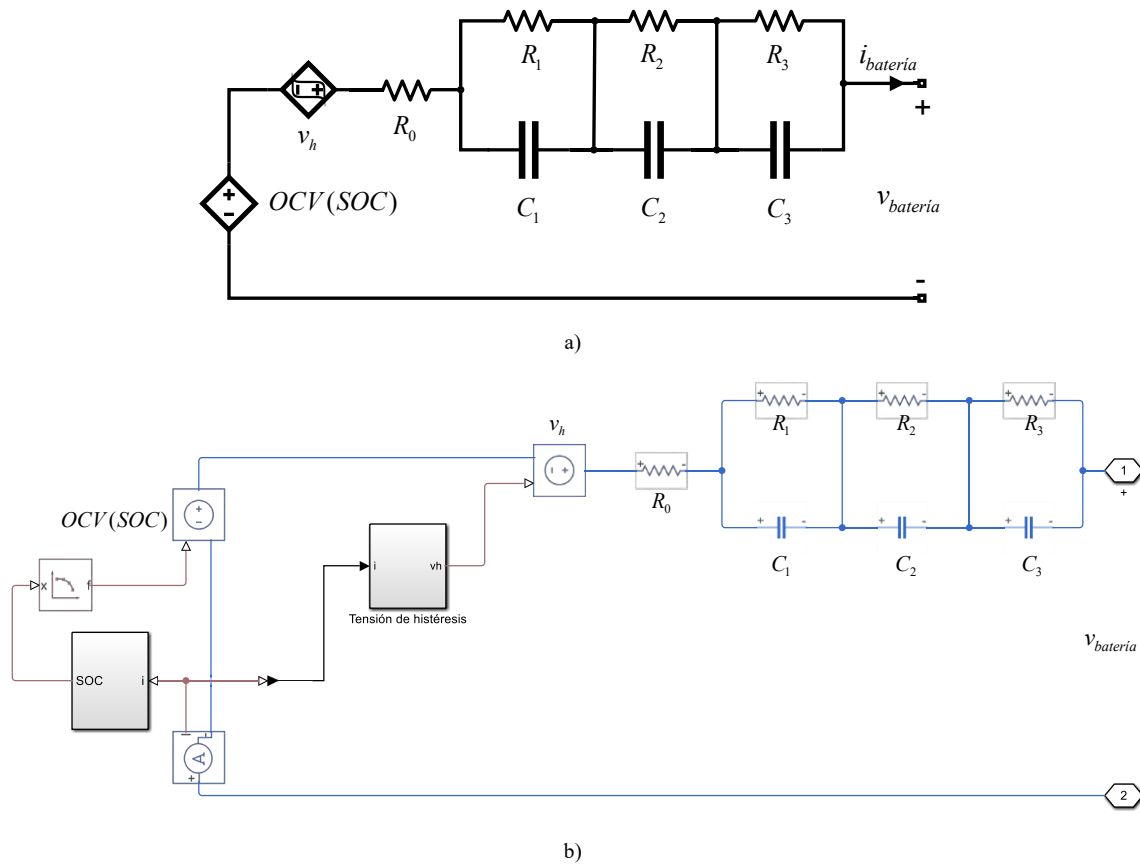


Figura 4.4. Modelo equivalente de Thevenin con Histéresis: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.

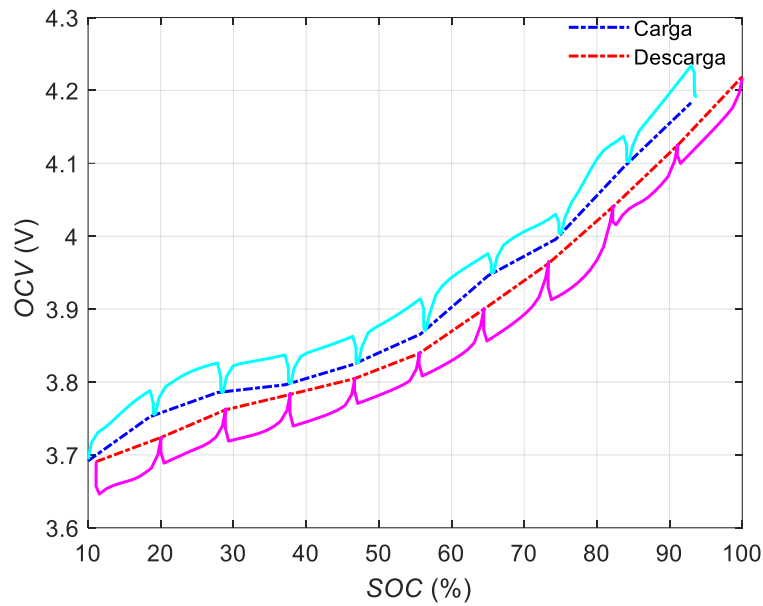


Figura 4.5. Carga y descarga de la batería con región de histéresis.

4.2.5 Modelo de Thevenin de Tercer Orden Dependiente del SOC (3RC(SOC))

Todos los componentes del modelo del circuito equivalente de la Figura 4.6. a) depende del estado del carga (SOC). Este modelo consta de una resistencia interna en serie con tres redes RC que representan la respuesta dinámica lenta, intermedia y rápida de la batería. En [22], se hace una comparación cuando se utilizan una, dos y tres ramas RC , obteniendo una mayor precisión a medida que se aumentan el número de ramas en paralelo. La desventaja de usar un mayor número de ramas RC es que el modelo matemático se vuelve más complejo, ya que incluye más tablas de búsqueda [93].

En este caso, se utilizan tres ramas RC para obtener una mayor precisión, sin aumentar demasiado la complejidad del modelo, y así representar mejor las no linealidades de la batería. En el modelo, OCV representa la tensión en circuito abierto, R_0 representa la resistencia interna de la batería, y las tres redes paralelas basadas en R_1 , C_1 , R_2 , C_2 , R_3 , y C_3 , la respuesta temporal de las diferentes constantes de tiempo. La Figura 4.6. b) muestra la representación en Simscape del circuito equivalente.

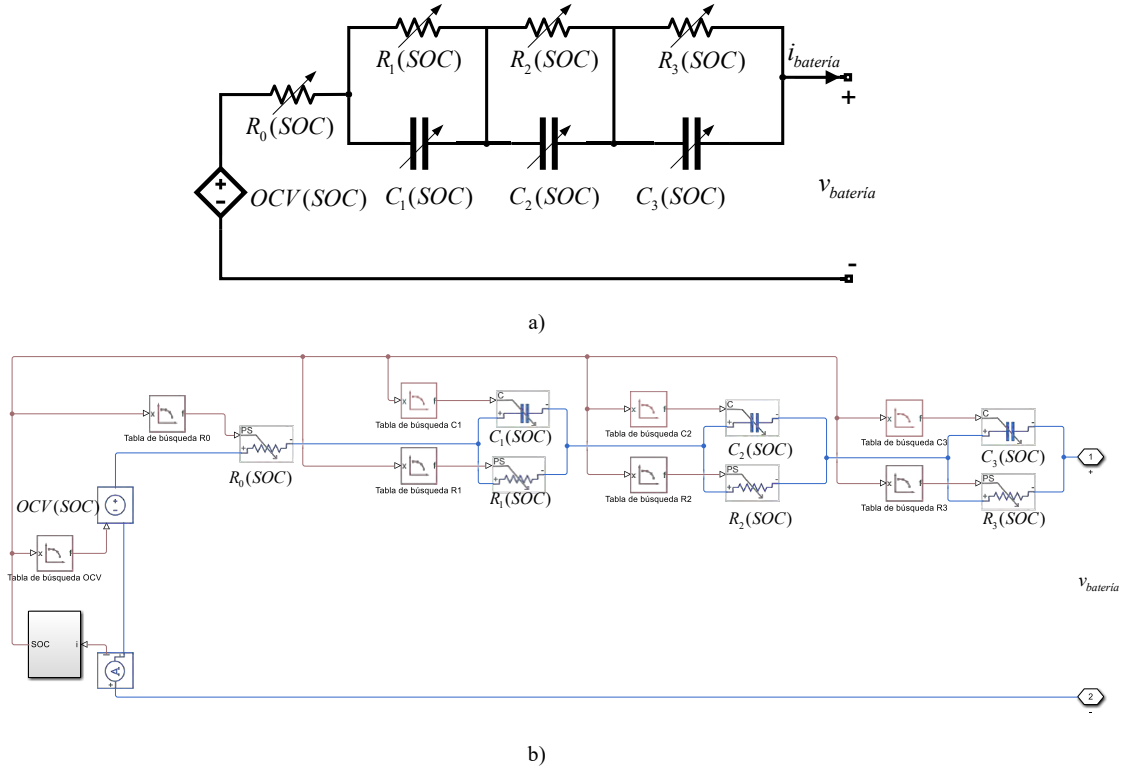


Figura 4.6. Modelo equivalente de Thevenin: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape.

4.3 MONTAJE EXPERIMENTAL

Los modelos de baterías se pueden aplicar de dos maneras: en línea (online) y fuera de línea (offline). Los modelos en línea se utilizan en los sistemas de gestión de baterías en tiempo real para la estimación del estado de carga (SOC), con algoritmos de seguimiento de diferentes parámetros [87], [26], y [88]. En esta tesis, este procedimiento se aplica al modelado offline.

4.3.1 Banco de Pruebas

El conjunto experimental para las pruebas de adquisición de datos de carga y descarga de la batería se muestra en la Figura 4.7. Incluye una batería de ion-litio, un sistema de adquisición de datos y carga dinámica.

Se han realizado experimentos con una batería de ion-litio HRB 8048145, cuyas especificaciones técnicas se enumeran en la Tabla 4.1.

Para verificar la precisión del modelo de batería en aplicaciones de automoción, el perfil experimental de corriente y el sistema de adquisición de datos, se utiliza el siguiente conjunto de equipos:

- 1) Carga electrónica de CC: Chroma 63206A-600-420 que reproduce los períodos de consumo de corriente del motor de corriente continua.
- 2) Fuente de alimentación de CC: Sorensen SGI400/38 para inyectar la energía del frenado regenerativo.

- 3) Registrador de datos: Agilent 34970A para medir la tensión y la corriente de la batería.
- 4) Resistencia shunt: Newtons 4th HF200 ($0.5\text{m}\Omega$) para sensar la corriente de la batería.



Figura 4.7. Conjunto experimental.

Tabla 4.1. Especificaciones técnicas de la batería de ion-litio HRB 8048145

Parámetro	Valor
Tensión nominal	3,7 V
Capacidad nominal	5 Ah
Tensión máxima	4,20 V
Tensión mínima	2,75 V
Corriente de carga	5 C (1 C = 5 Ah)
Corriente de descarga máxima	50 C

Todos estos elementos han sido sincronizados con el software LabVIEW® para producir los pulsos y perfiles de corriente específicos, necesarios para verificar el modelo equivalente de la batería.

4.3.2 Perfil de Corriente

El procedimiento de identificación de parámetros de cada modelo utiliza uno de los dos perfiles de corriente específicos mostrados en la Figura 4.8. Para la estimación de los parámetros, el primer perfil de corriente se realiza con una descarga de la batería a corriente constante igual a $0,2C$ (igual al 20% de la capacidad nominal), con el propósito de minimizar la excitación de las partes dinámicas como se describe en [13].

Por otro lado, el segundo perfil de corriente se fundamenta en el método de carga o descarga a través de pulsos de corriente, como se describe en [94]. La amplitud del pulso generalmente de descarga esta entre $1C$ a $4C$, dependiendo de las especificaciones máximas

del fabricante [95]-[42]. Por otro lado, la variación del estado de carga en porcentaje $\Delta SOC(\%)$ del pulso está definida mediante la ecuación (4.3).

$$\Delta SOC(\%) = \frac{100 \cdot I \cdot t_p}{Q} \quad (4.3)$$

donde t_p es el tiempo de carga o descarga, I es la corriente del pulso y Q la capacidad nominal de la batería [71].

La Figura 4.8.a) muestra la curva de descarga de la batería obtenida a corriente constante de 0,2 C, de donde al integrar la corriente en función del tiempo se obtiene la capacidad real de la batería, $Q=5,58\text{Ah}$.

Por otro lado, la estimación del estado de carga (SOC) es una tarea difícil, debido al envejecimiento de la batería y al efecto de la temperatura. Algunas técnicas se presentan en [96], donde la tendencia de la estimación es una mezcla de técnicas probabilísticas y de inteligencia artificial. En esta tesis, se utiliza el método de Coulomb para el cálculo de la SOC porque es simple y proporciona una buena precisión. Para obtener los datos de identificación del modelo se aplican pulsos de corriente de 1C con una variación del 10% del SOC , en cada pulso, como se muestra en la Figura 4.8.b)

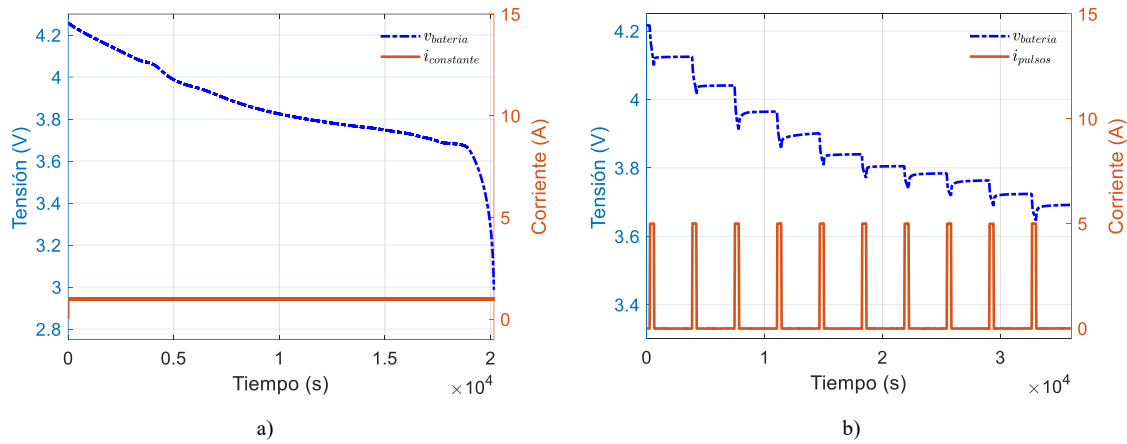


Figura 4.8. Perfiles de corriente de identificación: a) descarga constante y (c) pulsos de corriente.

No todos los perfiles de identificación pueden ser aplicados a todos los modelos, debido a su circuito equivalente. Los perfiles de identificación susceptibles a aplicarse a cada modelo, se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2. Perfiles de corriente de identificación aplicable a cada modelo

Modelo	Perfil de corriente de identificación	
	Descarga constante	Pulsos de corriente
Shepherd	✓	—
No lineal	—	✓
PNGV	—	✓
3RCH	—	✓
3RCH(SOC)	—	✓

✓= Aplicable; —=No aplicable

Además, para verificar la robustez y precisión de los modelos de batería obtenidos, se aplica un perfil de verificación diferente al perfil de identificación, que incluye el perfil de corriente correspondiente al perfil de conducción HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) y el ECE-15 (también conocido como Urban Driving Cycle UDC).

La Figura 4.9. a) muestra la medida con el perfil de conducción HPPC, que se describe en [97]. Se aplica durante casi una hora para validar la robustez de la respuesta a largo plazo del modelo de batería. Por otro lado, el perfil la medida con el perfil de conducción ECE-15, que se describe en [98], se muestra en la Figura 4.9. b).

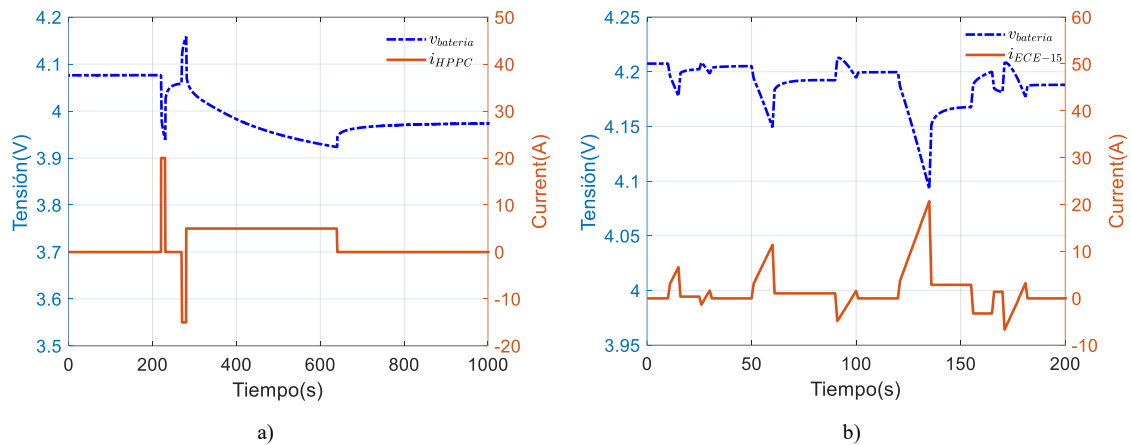


Figura 4.9. Perfiles de corriente de verificación para los perfiles de conducción: a) HPPC y (c) ECE-15.

Los resultados obtenidos de aplicar los perfiles de identificación a los modelos descritos en la sección 4.2 se muestran en el apartado 4.6 (Tabla 4.3 –Tabla 4.7). En este apartado, se detallan los parámetros de los cinco modelos, identificados mediante los perfiles de conducción descritos y el procedimiento mostrado en el capítulo 3.

4.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Una vez obtenidos los parámetros de cada modelo, utilizando en cada caso el mismo procedimiento de estimación de parámetros descrito en el capítulo 3, se realiza el análisis de la precisión y robustez de la tensión de salida obtenida, para los cinco modelos de la batería de ion-litio descritos en la sección 4.2. Para ello, se han usado los perfiles de corriente

obtenidos a partir de los perfiles de conducción. Los resultados obtenidos se ilustran en la Figura 4.10. a) – 4.10 d) para el perfil de verificación HPPC, y en la Figura 4.11. a) – 4.11. d) para el perfil de verificación ECE-15.

La Figura 4.10. a) y Figura 4.11. a) muestran la tensión experimental de la batería de los modelos comparados. Las Figuras 4.10. b) y Figura 4.11. b) muestran el error relativo entre la tensión simulada y experimental.

Las Figura 4.10. c) y Figura 4.11. c) representan el error relativo en porcentaje. Finalmente, la Figura 4.10. d) y Figura 4.11. d), muestran el error RMS en mV.

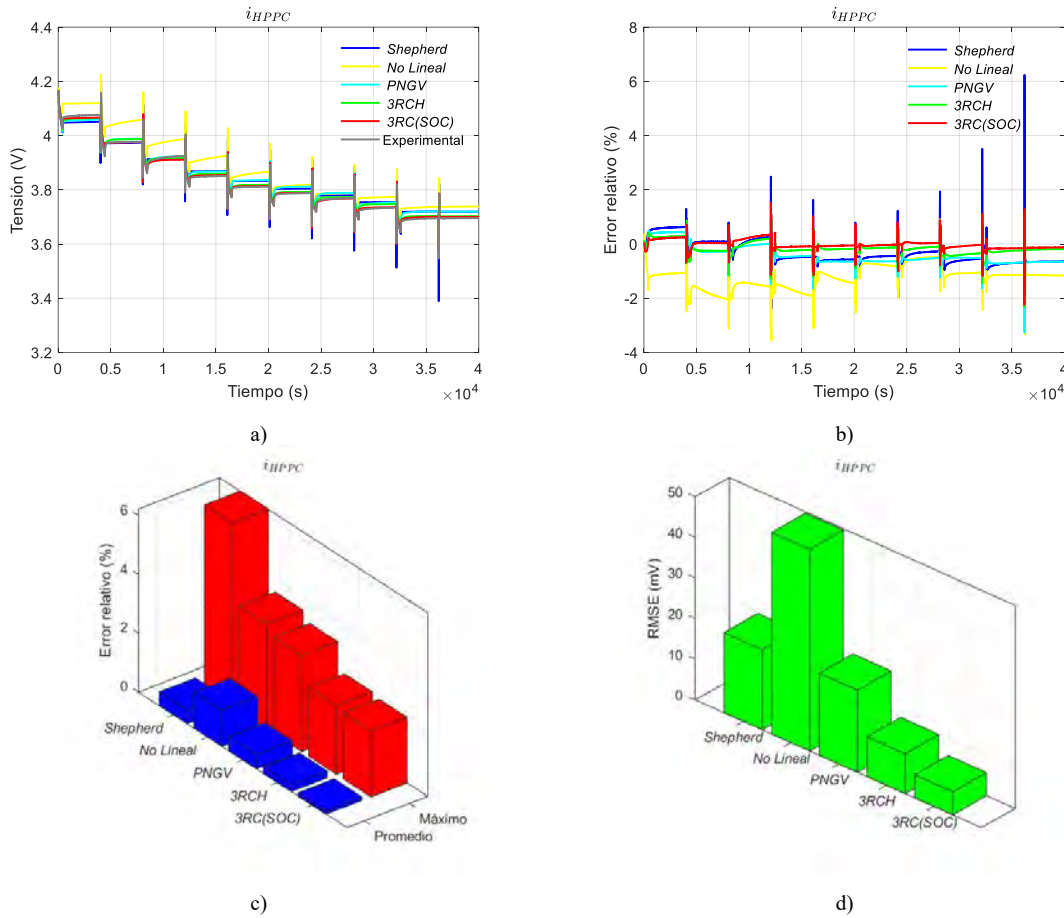


Figura 4.10. Respuesta temporal de la batería con el perfil de conducción HPPC: a) tensión experimental y simulada, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) error cuadrático medio.

Se concluye, de la Figura 4.10. c) que el modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (*3RCH*) y el modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del *SOC* (*3RC(SOC)*) presentan los menores errores relativo medio y máximo, así como un error que no se incrementa con el tiempo de simulación, en comparación con los otros modelos. Por otro lado, el modelo *RC* no lineal (*No Lineal*) tiene el error relativo medio más alto con un error que se incrementa con el tiempo de simulación. El modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (*PNGV*) tiene una buena respuesta temporal para periodos de simulación cortos, sin embargo, la precisión empeora para largos período de simulación.

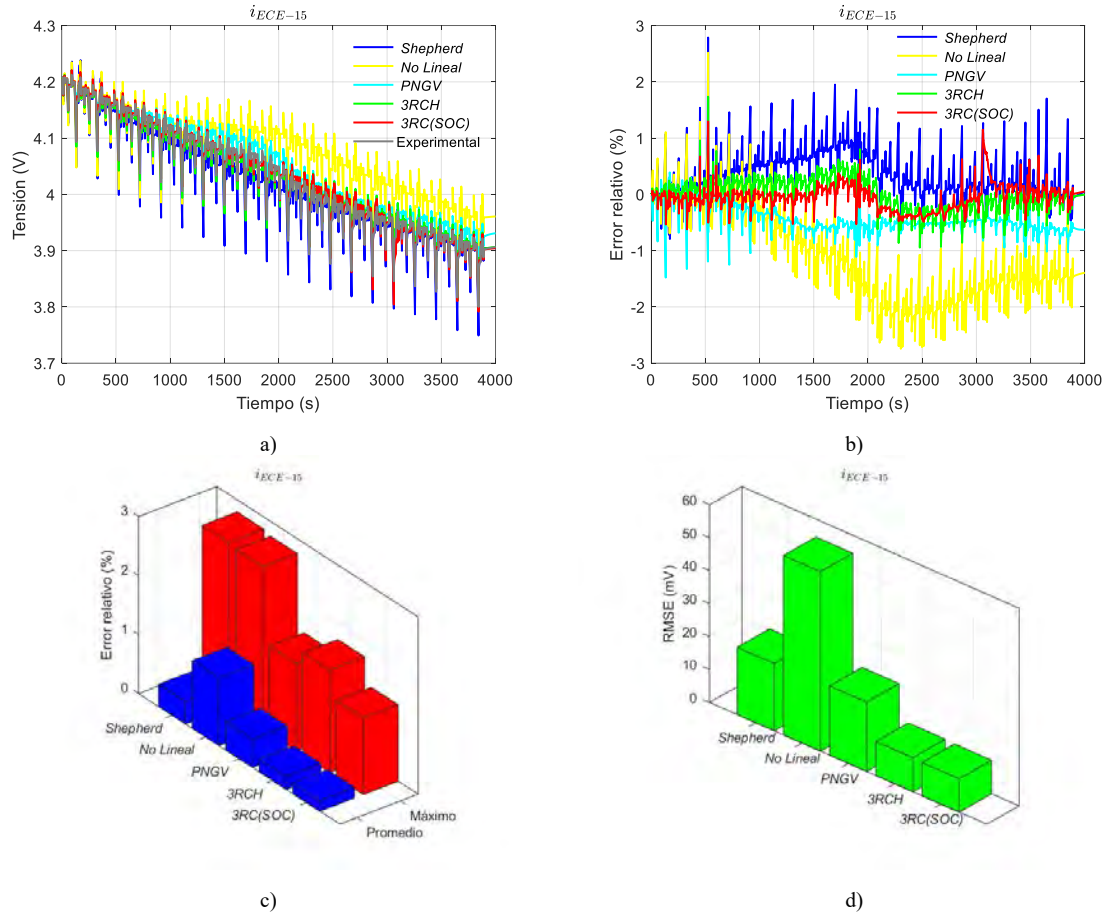


Figura 4.11. Respuesta temporal de la batería con el perfil de conducción ECE-15. a) perfil de corriente, b) tensión experimental y simulada, c) error relativo, d) error relativo promedio y máximo.

Un análisis similar se hace tras verificar los modelos con el perfil de conducción ECE-15, como se muestran en la Figura 4.11. c), donde nuevamente el modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (*3RCH*) y el modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del SOC (*3RC(SOC)*) presentan un error relativo promedio menor, con un error que no se incrementa con el tiempo de simulación.

Por otro lado, el modelo *RC* no lineal (*No Lineal*) tiene un error medio más alto y un error máximo con un error que se incrementa con el tiempo de simulación. Adicionalmente, el modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV) tiene una buena respuesta durante cortos períodos de simulación, pero con un error que se incrementa con el tiempo de simulación, como en el perfil de conducción HPPC. El modelo Shepherd (*Shepherd*) presenta el mayor error relativo máximo, similar al modelo *No Lineal*.

En la Tabla 4. 3. se muestra un resumen de los resultados para la verificación de los dos perfiles de corriente.

Tabla 4.3. Error relativo y error cuadrático medio con el perfil de conducción HPPC y ECE-15.

Modelo	HPPC			ECE-15		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
<i>Shepherd</i>	6,3026	0,4635	19,6932	2,8041	0,3864	20,4445
<i>No Lineal</i>	3,5664	1,2211	49,6012	2,7446	1,1457	54,4532
<i>PNGV</i>	3,2684	0,4853	20,1985	1,4791	0,4752	21,0762
<i>3RCH</i>	2,1933	0,2300	9,8119	1,7342	0,2141	10,3969
<i>3RC(SOC)</i>	2,2356	0,1068	5,6983	1,2663	0,1831	10,1766

4.5 CONCLUSIONES

En este capítulo, se ha desarrollado un estudio comparativo de los cinco modelos más representativos de baterías, disponibles en el estado actual de la técnica, para su aplicación a vehículos eléctricos. En todos los casos, los parámetros del modelo se han obtenido a partir del procedimiento de identificación de parámetros general, propuesto en el capítulo 3. Los valores de los parámetros obtenidos, de cada modelo, se muestran en el apartado 4.6.

El primer resultado obtenido, es que el procedimiento de identificación utilizado para la parametrización de todos los modelos, proporciona errores aceptables en todos los casos, en los tiempos de simulación utilizados, aunque como se comentará a continuación, se detectan diferencias en la posible aplicación de los distintos modelos.

El resultado de la comparación, indica que el modelo *Shepherd* es muy simple, y puede ser utilizado como una primera aproximación, necesitando solamente la curva de descarga de la batería a corriente constante. Sin embargo, cuando se utiliza durante simulaciones de largos períodos de tiempo, este modelo produce un error de tensión acumulativa y no puede representar los picos de tensión de la respuesta de la batería. El modelo *PNGV* es excelente para una simulación de corto plazo, sin embargo, una vez más, en simulaciones de largos períodos de tiempo, produce un error acumulativo de tensión, debido al incremento de tensión en el condensador que representa las características de tensión no lineal, el cual es dependiente del estado de carga. El modelo *RC* no lineal no refleja con precisión las características dinámicas de la batería y su precisión es limitada.

Los modelos *3RCH* y *3RC(SOC)* no muestran un error acumulativo en simulaciones de largos períodos de tiempo, y los errores en la tensión simulada es menor que los modelos anteriores. El *3RCH* incluye el fenómeno de histéresis, que depende de la química de la batería, y es más simple de estimar que el modelo *3RC(SOC)*, que es más complejo y preciso.

Por lo tanto, puede concluirse que ambos modelos tienen mayor precisión y robustez que el resto de los modelos analizados, para mostrar la tensión estática y dinámica de la batería. Con el modelo *3RCH* se obtiene un equilibrio entre complejidad, robustez y precisión.

Considerando estos resultados, el modelo Shepherd se recomienda para simulaciones a de cortos periodos de tiempo y como una primera aproximación, y el modelo *3RCH* para simulaciones de medio y largos periodos de tiempo.

4.6 VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS

Tabla 4.4. Parámetros del Modelo de Shepherd.

Parámetro	Valor
E_0 (V)	3,7380
K (V)	$1,4932 \cdot 10^{-3}$
Q (Ah)	5,5832
A (V)	0,5307
B (Ah ⁻¹)	0,612
R (Ω)	$5,4238 \cdot 10^{-3}$
T_c (s)	10,02

Tabla 4.5. Parámetros del modelo RC no lineal (No Lineal)

Parámetro	SOC (%)										
	11,0821	20,0061	28,9002	37,7848	46,6761	55,5755	64,4555	73,3533	82,2332	91,1255	100
OCV (V)	3,5805	3,6896	3,7291	3,7730	3,7890	3,8307	3,9113	4,0019	4,1140	4,1364	4,2301
C_p (F)						8946,5					
R_b (m Ω)						5,4646					
R_p (Ω)						0,4418					
R_t (m Ω)						1,616					
V_p (V)						3,9163					
C_p (F)						8946,5					

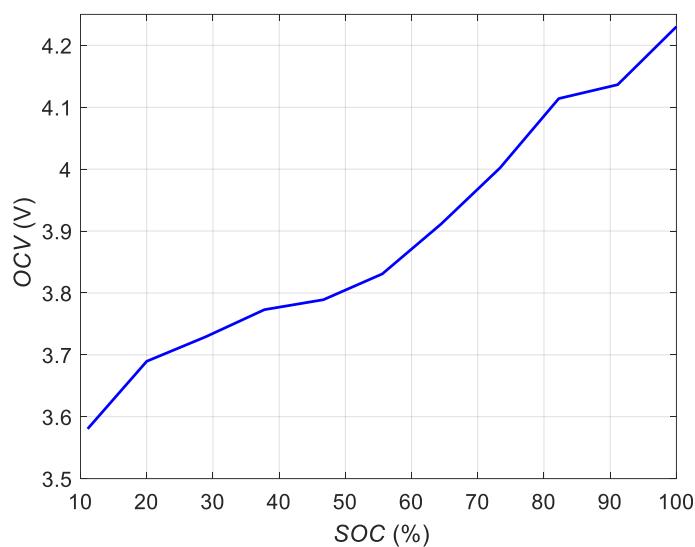


Figura 4.12. Representación de los parámetros del modelo RC no lineal (No Lineal).

Tabla 4.6. Parámetros del modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV)

Parámetro	SOC (%)										
	11,0821	20,0061	28,9002	37,7848	46,6761	55,5755	64,4555	73,3533	82,2332	91,1255	100
OCV_0 (V)	4,230										
C_0 (kF) *	68,7420	28,7140	110,730	45,1290	87,0250	42,0530	19,4130	42,8830	8,8560	47,5230	5,3872
C_1 (kF) *	12,3630	17,4650	63,5560	147,000	596,420	298,630	154,120	34,4120	26,0930	19,2730	24118
C_2 (kF) *	199,580	376,300	13,9700	17,3140	14,673	153,620	21,8720	7,4790	1,4473	13,3610	264,170
R_0 (mΩ) *	2,2213	4,4317	4,9254	4,1839	4,5333	4,2388	4,5360	3,4158	4,1868	2,9751	0,9459
R_1 (mΩ) *	5,2583	3,4383	6,0789	3,2660	13,8250	0,1776	6,8301	6,1388	2,2758	9,8609	0,18918
R_2 (mΩ) *	4,0208	10,662	1,9166	3,0477	3,9884	1,6512	2,8152	4,6487	0,26945	2,4883	0,0332

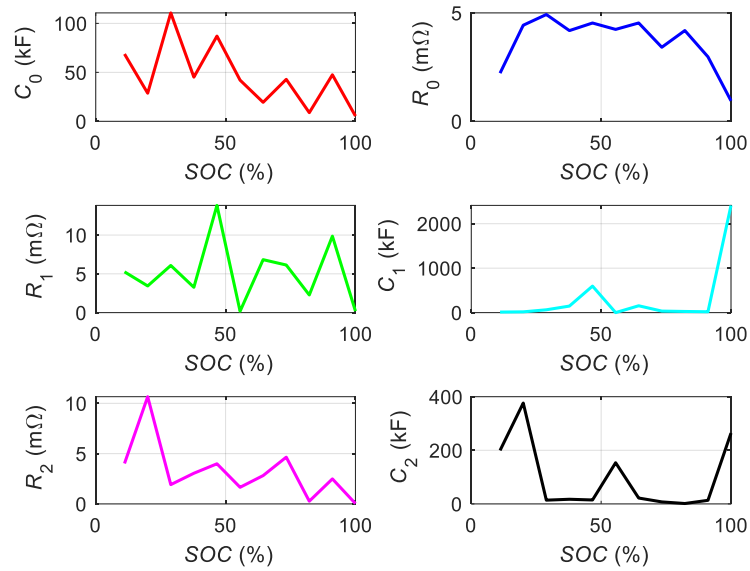


Figura 4.13. Representación de los parámetros del modelo Partnership for a New Generation of Vehicles (PNGV).

Tabla 4.7. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (3RCH).

Parámetro	SOC (%)									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
OCV (V)	3,6893	3,7434	3,7739	3,7963	3,8287	3,8815	3,9542	4,0391	4,1317	4,2484
R_0 (m Ω)						4,71				
R_1 (m Ω)						3,62				
R_2 (m Ω)						1,13				
R_3 ($\mu\Omega$)						28,865				
C_1 (kF)						69,437				
C_2 (kF)						33,455				
C_3 (kF)						45,765				
M (-)						0,0012				
γ (-)						48,5745				

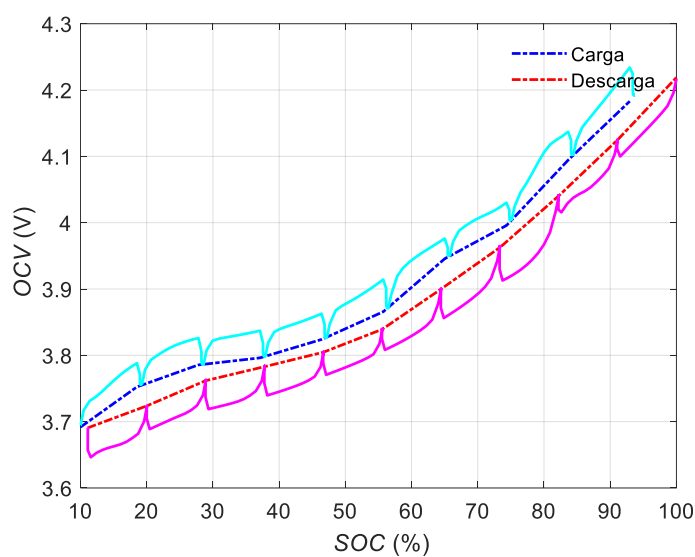


Figura 4.14. Representación de la tensión de circuito abierto del modelo de Thevenin de tercer orden con histéresis (3RCH).

Tabla 4.8. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del SOC (3RC(SOC)).

Parámetro	SOC (%)										
	11,0821	20,0061	28,9002	37,7848	46,6761	55,5755	64,4555	73,3533	82,2332	91,1255	100
OCV (V)	3,6904	3,7244	3,7619	3,7825	3,8042	3,8389	3,8969	3,9524	4,0462	4,1280	4,2192
C_1 (kF) *	12,3630	17,4650	63,5560	147,000	596,420	298,6300	154,1200	34,4120	26,0930	19,2730	24118
C_2 (kF) *	199,5800	376,300	13,9700	17,3140	14,673	153,620	21,8720	7,4790	1,4473	13,3610	264,170
C_3 (kF) *	27,8980	336,020	24,6160	9,7176	49,015	42,709	11,177	89,624	1,1646	167,580	3,960
R_0 (m Ω) *	68,7420	28,7140	110,730	45,1290	87,0250	42,0530	19,4130	42,8830	8,8560	47,5230	5,3872
R_1 (m Ω) *	2,2213	4,4317	4,9254	4,1839	4,5333	4,2388	4,5360	3,4158	4,1868	2,9751	0,9459
R_2 (m Ω) *	5,2583	3,4383	6,0789	3,2660	13,8250	0,1776	6,8301	6,1388	2,2758	9,8609	0,18918
R_3 (m Ω) *	4,0208	10,6620	1,9166	3,0477	3,9884	1,6512	2,8152	4,6487	0,26945	2,4883	0,0332

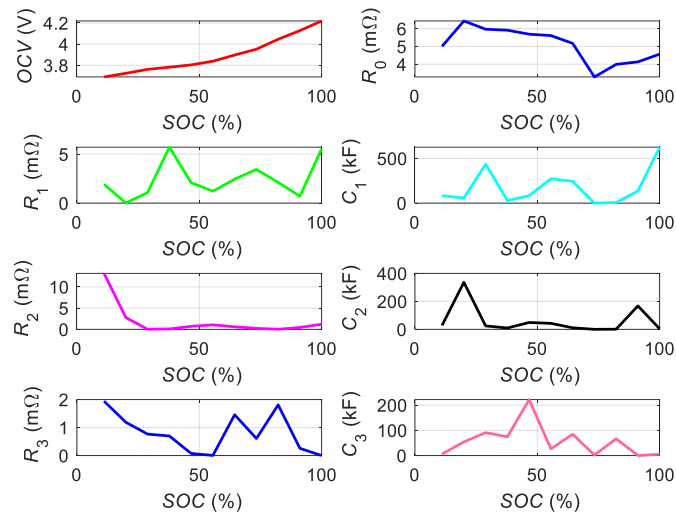


Figura 4.15. Representación de los parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden dependiente del SOC (3RC(SOC)).

Capítulo 5

5 MODELADO DE SUPERCONDENSADORES

5	MODELADO DE SUPERCONDENSADORES	63
5.1	INTRODUCCIÓN	65
5.2	MODELO DE SUPERCONDENSADORES	66
5.2.1	Modelo de Stern-Tafel	66
5.2.2	Modelo de Zubieta	68
5.2.3	Modelo Serie	69
5.2.4	Modelo Paralelo	70
5.2.5	Modelo de Línea de Transmisión	71
5.2.6	Modelo de Thevenin	72
5.3	MONTAJE EXPERIMENTAL	73
5.3.1	Banco de pruebas	73
5.3.2	Perfil de corriente de los supercondensadores	74
5.4	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	77
5.5	CONCLUSIONES	83
5.6	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE SUPERCONDENSADORES	84

5.1 INTRODUCCIÓN

Algunas características, como la alta densidad de potencia, la fiabilidad y la seguridad son críticas en los sistemas de almacenamiento de energía de sectores como el industrial, médico, energías renovables o transporte. Estas son algunas de las razones por las que el condensador electroquímico de doble capa, o supercondensador, desempeña un papel importante en estos sectores y aplicaciones, además de tener la capacidad de capturar y liberar grandes cantidades de corriente, de forma instantánea [59].

Se pueden mencionar muchas áreas de aplicación en las que se utilizan supercondensadores, por ejemplo, en los sistemas utilizados para realizar resonancias magnéticas (RM), donde se necesitan impulsos de corriente muy cortos [99], o en un sistema de distribución de potencia híbrido, con pila de combustible, en el que el supercondensador satisface la demanda de potencia dinámica [100]. Además, el supercondensador puede utilizarse para la integración de plantas fotovoltaicas [101], en la integración de energías renovables [102], o la mejora de la utilización de la energía en aplicaciones de excavadoras mineras [103]. Sin embargo, muchas aplicaciones están limitadas por el comportamiento de autodescarga del supercondensador, es decir, que no pueden almacenar energía por un largo periodo de tiempo como las baterías [104], aunque nuevas técnicas químicas de fabricación reducen el efecto de este fenómeno, como se muestra en [105] y [45].

En general, los modelos de supercondensadores se clasifican en tres categorías, al igual que los modelos de las baterías: electroquímicos, matemáticos y eléctricos. Los modelos electroquímicos consisten en un conjunto de ecuaciones diferenciales-algebraicas parciales. La respuesta temporal de los modelos electroquímicos es muy precisa [106], siendo utilizados en áreas de diagnóstico y fabricación. Sin embargo, la simulación y estimación de parámetros de estos modelos consume muchos recursos de tiempo y memoria en un ordenador. Por otro lado, los modelos matemáticos son una alternativa basada en estructuras tridimensionales ordenadas [107]. Los modelos matemáticos permiten obtener un buen ajuste con datos experimentales, pero a costa de aumentar la complejidad a la hora de obtener los diferentes parámetros. Finalmente, los modelos basados en circuitos o modelos eléctricos, son capaces de reproducir el comportamiento eléctrico de los supercondensadores a nivel de sistema, con circuitos equivalentes simples y prácticos [46].

Existen estudios, en el estado de la técnica, que realizan comparativas entre los diferentes modelos eléctricos de supercondensadores. Así, en [57] se revisan tres tipos de circuitos equivalentes con componentes lineales, con sólo un perfil de corriente de identificación y varios perfiles de corriente de verificación. Los modelos comparados son el modelo clásico, el modelo de red multietapa y el modelo dinámico, que se utilizan en aplicaciones de vehículos eléctricos. En [108] se analiza la equivalencia de los tres modelos RC de parámetros constantes, pudiendo utilizar un equivalente u otro, en función de la aplicación. Sin embargo, como se muestra en [58], la precisión del modelo puede mejorarse con un modelo eléctrico de circuito equivalente no lineal. Así, en [109] los autores comparan tres

modelos de circuitos equivalentes (Miller, Zubieta y Thevenin), con un perfil de corriente de identificación específico para cada modelo.

En general, se ha podido verificar que la comparación entre los modelos de supercondensadores conocidos en el estado de la técnica, se hace aplicando diferentes perfiles de corriente de identificación y utilizando diferentes procedimientos de identificación de parámetros, por lo que es difícil obtener conclusiones fiables generales, para identificar el mejor modelo y procedimiento de modelado para cada aplicación.

La principal aportación de este capítulo es la aplicación del procedimiento general para la identificación de parámetros, descrito en el capítulo 3, aplicado a la comparativa de los modelos de supercondensadores seleccionados, para su utilización en modo offline. Los parámetros obtenidos para estos modelos, también podrán utilizarse como estimación inicial de los parámetros en modelos de supercondensadores en aplicaciones online [110].

Para la optimización numérica de los diferentes parámetros, se describen cada uno de los modelos equivalentes en diagramas de bloques en Simulink, o circuitos eléctricos en Simscape, y a continuación, se aplica la herramienta de optimización de MATLAB, descrita en el capítulo 3. Además, en este capítulo, se muestra la comparación de diferentes perfiles dinámicos de corriente de identificación, aplicados a los modelos de supercondensadores seleccionados de la literatura, con el objetivo de obtener las mejores características de cada uno de ellos, además de determinar el mejor modelo en función del uso, así como su precisión y complejidad.

5.2 MODELO DE SUPERCONDENSADORES

En primer lugar, se seleccionan seis modelos de supercondensadores representativos dentro del estado de la técnica, que cubren la mayoría de las aplicaciones. Se escogen modelos no lineales, ya que permiten conseguir una mayor precisión. Los modelos seleccionados son: el Modelo de Stern-Tafel [52], el Modelo de Zubieta [111], el Modelo Serie [112], el Modelo Paralelo [113], el Modelo de Línea de Transmisión [114] y el Modelo de Thevenin [115]. En este apartado, se describen los circuitos eléctricos equivalentes y los parámetros asociados a cada uno de los modelos seleccionados.

5.2.1 Modelo de Stern-Tafel

El modelo electroquímico de supercondensador propuesto en [116] y [51] utiliza el modelo Stern-Tafel para describir el comportamiento del condensador equivalente no lineal. Este modelo reproduce la capacitancia del condensador de doble capa (C_T) según (5.1), relacionada con la dinámica de difusión no lineal. Para ello, el modelo de supercondensador combina tanto la capacitancia de Helmholtz (C_H) según (5.2), como la capacitancia de Gouy-Chapman (C_{GC}) según (5.3), ambas descritas en [117].

$$C_T = \frac{N_p}{N_s} \cdot \left(\frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_{GC}} \right)^{-1} \quad (5.1)$$

donde

$$C_H = \frac{N_e \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot A_i}{d} \quad (5.2)$$

$$C_{GC} = \frac{F_c \cdot Q_T}{2 \cdot N_e \cdot R \cdot T} \sinh \left(\frac{Q_T}{N_e^2 \cdot A_i \sqrt{8 \cdot R \cdot T \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot c}} \right) \quad (5.3)$$

En las ecuaciones (5.1) a (5.3), N_p es el número de celdas en paralelo, N_s es el número de celdas en serie, N_e es el número de capas de electrodos, d es el radio molecular en (m), c la concentración molar en ($\text{mol} \cdot \text{m}^{-3}$), A_i es el área superficial entre el electrodo y el electrolito en (m^2), T es la temperatura de funcionamiento (K), F_c es la constante de Faraday en (C/mol), R es la constante de gas ideal en ($\text{J}/(\text{K} \cdot \text{mol})$), Q_T es la carga eléctrica total en (C), ε es la permitividad relativa del material electrolítico (F/m), y ε_0 es la permitividad de espacio libre (F/m) [52].

El circuito eléctrico equivalente del modelo consta de una fuente de tensión controlada y una resistencia interna, como se muestra en la Figura 5.1. a). Este modelo depende de varios parámetros: C_n es la capacitancia nominal en faradios (F), V_{\max} es la tensión máxima del supercondensador en voltios (V), R_{dc} es la resistencia interna en (Ω), V_T es la tensión total (V), e i_{sd} es la corriente de autodescarga en amperios (A). i_{sd} se determina a partir de la ecuación de Tafel, descrita en la referencia [118] como (5.4):

$$i_{sd}(t) = N_e \cdot I_f \cdot e^{\left(\frac{\alpha \cdot F_c \cdot \left(\frac{V_{init}}{N_s} - \frac{V_{max}}{N_s} - \Delta V \right)}{R \cdot T} \right)} \quad (5.4)$$

donde I_f es la corriente de fuga en amperios (A), V_{init} es la tensión inicial en voltios (V), α es el coeficiente de transferencia de carga, y ΔV es la sobretensión en voltios (V). La tensión del supercondensador está definida como la carga total (Q_T) dividida para la capacitancia de Gouy-Chapman (C_{GC}) que controla una fuente dependiente, donde algunos de los parámetros se obtienen a partir de la hoja de datos del fabricante y de constantes universales definidas para la ecuación (5.3), tal como se describe en la referencia [119]. La implementación del modelo mediante diagrama de bloques en Simulink se muestra en la Figura 5.1. b).

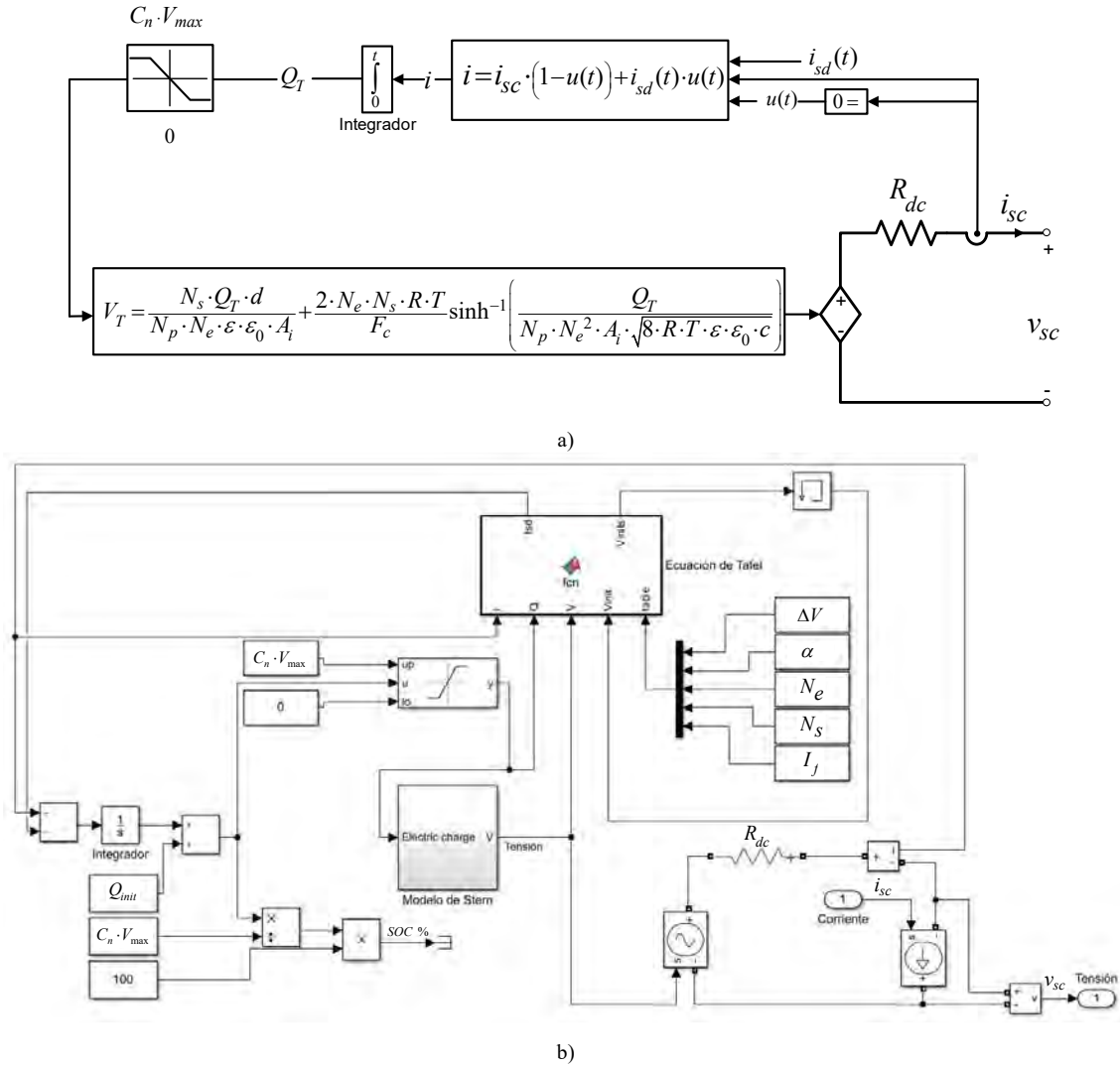


Figura 5.1. Modelo de Stern-Tafel: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink

5.2.2 Modelo de Zubieta

Este modelo se propone en [111], e incluye un circuito con tres constantes de tiempo RC paralelas, Figura 5.2. a). La primera rama $R_0C(v_c)$, está formada por una resistencia constante en serie con un condensador variable que es dependiente de la tensión, y que define la respuesta en segundos. Las ramas de valores constantes R_1C_1 proporciona la respuesta temporal en el orden de minutos, y R_2C_2 representa la respuesta temporal para un tiempo superior a los minutos. Por último, una resistencia R_{lk} reproduce el fenómeno de autodescarga del supercondensador.

Otras investigaciones relacionadas con este modelo se encuentran en [120], donde se muestra un circuito equivalente simplificado con dos ramas, con un procedimiento también simplificado de identificación de parámetros de la respuesta temporal, a través de la ecuación diferencial del circuito. Así mismo, en [121] se propone un procedimiento similar para la obtención de los parámetros del modelo a partir de la descarga a potencia constante del supercondensador. En [122] se propone una función de minimización multivariable para

encontrar los parámetros del modelo, validados con el perfil de corriente de un vehículo eléctrico híbrido.

La implementación del circuito en Simscape para obtener la capacitancia total (5.5) y la corriente de la capacitancia controlada por tensión (5.6), se muestra en la Figura 5.2. b).

$$C(v_c) = C_0 + k_c \cdot v_c \quad (5.5)$$

$$i_c = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C(v_c) \cdot v_c)}{dt} = (C_0 + 2k_c \cdot v_c) \frac{dv_c}{dt} \quad (5.6)$$

donde C_0 es la capacitancia lineal inicial que representa la capacitancia electrostática del condensador, y k_c un coeficiente positivo que representa los efectos de la capa difusa del supercondensador.

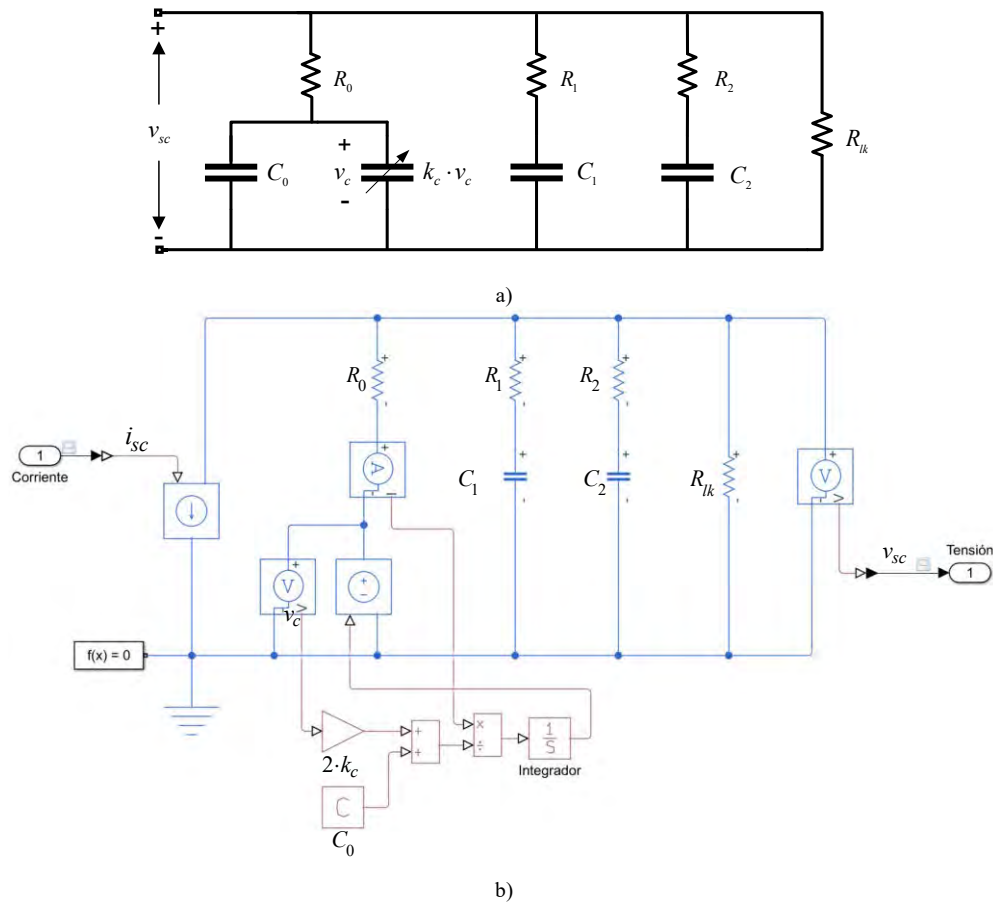


Figura 5.2. Modelo de Zubietta: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape

5.2.3 Modelo Serie

El circuito equivalente del Modelo Serie, consta de dos circuitos RC paralelos compuestos por $R_1(v_{sc})$, $C_1(v_{sc})$, $R_2(v_{sc})$ y $C_2(v_{sc})$, conectados en serie con otro circuito RC compuesto por R_s y $C_s(v_s)$, [123] y [124]. Para mejorar el modelado de los efectos de redistribución y

autodescarga, en [125] se presenta una versión modificada de este circuito, que incluye una combinación del modelo propuesto por Buller y Zubieta, con el fin de representar un modelo para un mayor rango de frecuencias. La estimación de parámetros de este modelo se obtiene mediante el análisis en el tiempo y en la frecuencia, por separado. Sin embargo para simplificar este proceso, en el presente capítulo se obtienen los parámetros mediante un análisis de la respuesta temporal.

Este modelo completo, se muestra en la Figura 5.3. a). e incluye tres ramas en paralelo compuesto por R_3C_3 , R_4C_4 , y la resistencia R_{lk} , adicionales al circuito equivalente original. La Figura 5.3. b) muestra la implementación en Simscape del circuito equivalente del Modelo Serie completo.

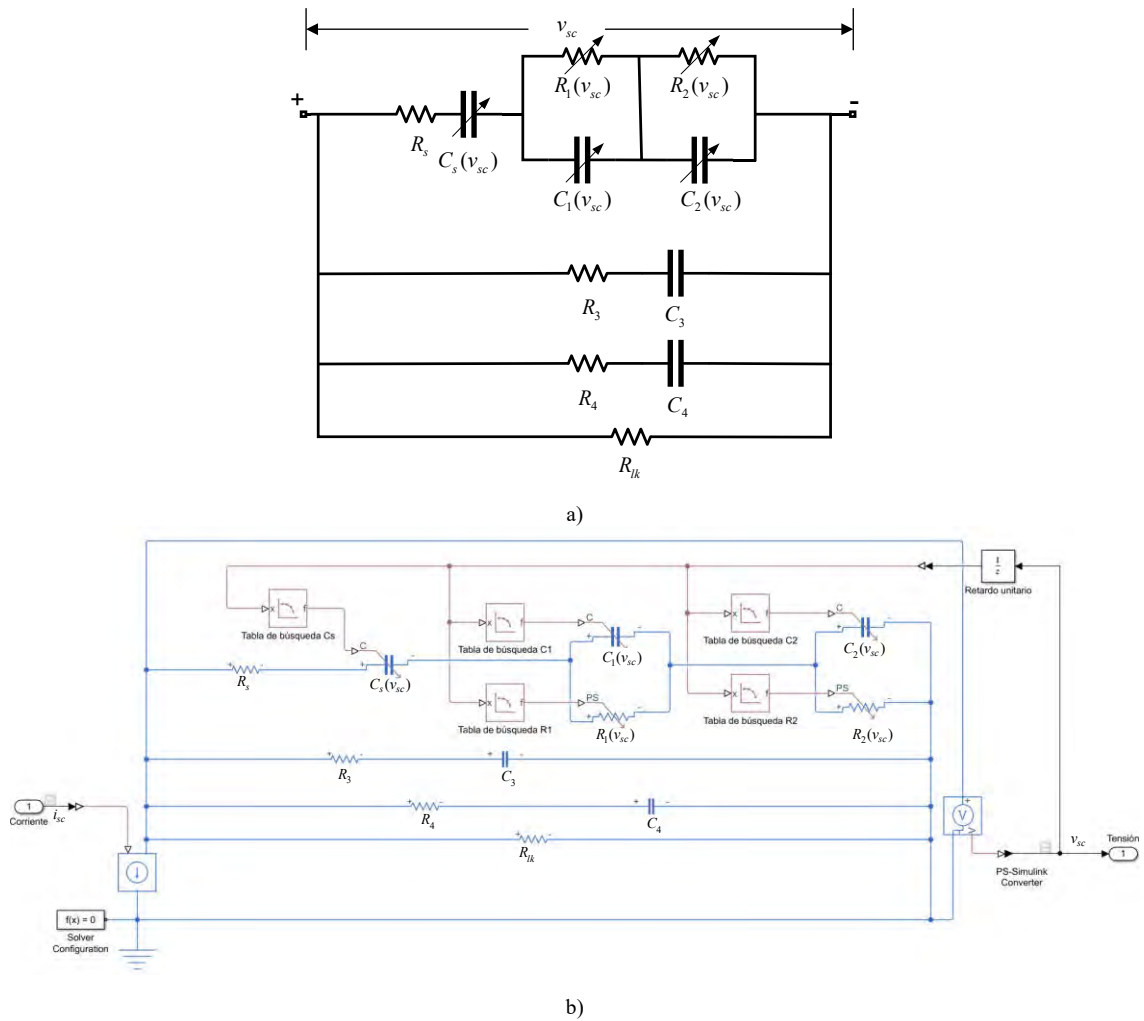


Figura 5.3. Modelo Serie: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink

5.2.4 Modelo Paralelo

El Modelo Paralelo tradicional contiene redes de resistencias y condensadores constantes en serie, paralelizadas tal como se describe en [49] y [126]. En [127] se describe un procedimiento para calcular los parámetros constantes del circuito sin necesidad de adquisición de datos previa, utilizando únicamente la información proporcionada por la hoja de datos del fabricante de supercondensadores, y las ecuaciones empíricas. En [128] se

presenta una modificación del Modelo Paralelo tradicional, formado por cuatro redes RC paralelas modificadas con parámetros dependientes de la tensión, como se muestra en la Figura 5.4. a). Este modelo es más complejo, pero logra una mayor precisión. La Figura 5.4. b) muestra la implementación del circuito en Simscape.

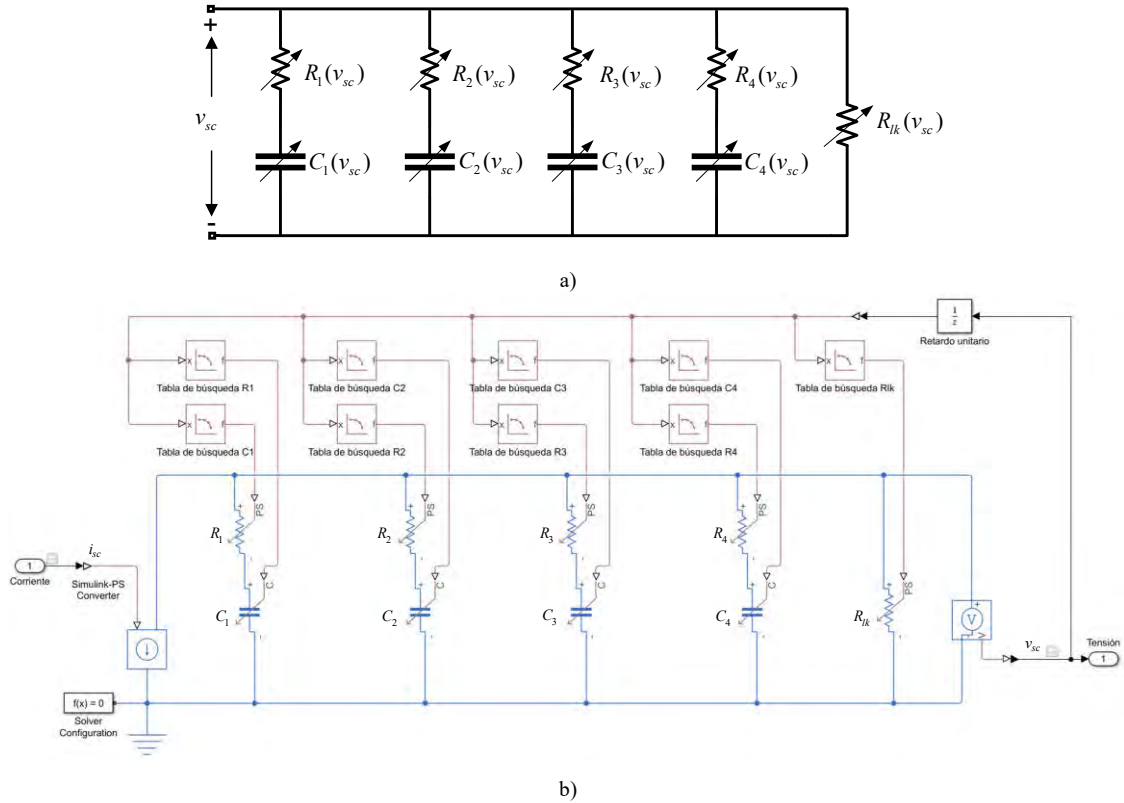


Figura 5.4. Modelo Paralelo: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink

5.2.5 Modelo de Línea de Transmisión

El Modelo de Línea de Transmisión está compuesto por n ramas RC , con las que se reproduce la respuesta en frecuencia del supercondensador desde 10 mHz a 1 kHz. Este modelo fue propuesto para vehículos híbridos y eléctricos, y fue descrito en [129] y [130].

Este modelo consta de cuatro redes paralelas basadas en $R_1, C_1(v_1), R_2, C_2(v_2), R_3, C_3(v_3)$ y $R_4, C_4(v_4)$, y una resistencia, R_{lk} , en paralelo a las cuatro redes anteriores, como se muestra en la Figura 5.5. a). En [131] los parámetros del modelo se identifican mediante la carga del supercondensador desde cero hasta la tensión nominal, después se mantiene un tiempo sin carga ni descarga para medir la autodescarga, y finalmente un período de descarga hasta tensión cero. En cada variación de corriente se obtiene las ecuaciones del circuito RC , siendo complejo el análisis y la verificación ante un perfil de corriente diferente. Este modelo también se utiliza para evaluar el proceso de envejecimiento físico de los supercondensadores [114], estimando las incertidumbres de los parámetros a lo largo del tiempo, mediante optimización multivariable.

La Figura 5.5. b) muestra el Modelo de Línea de Transmisión implementado en Simscape, utilizando las mismas ecuaciones anteriormente descritas en (5.5) y (5.6), para obtener la capacitancia total y la corriente de la capacitancia controlada por tensión, respectivamente.

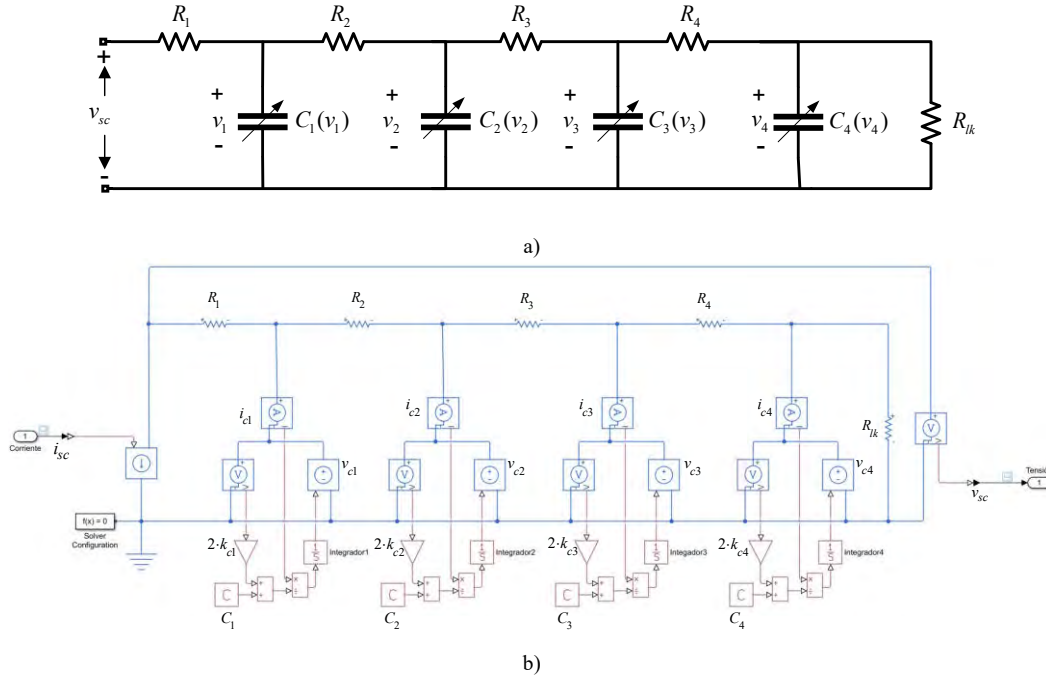


Figura 5.5. Modelo de Línea de Transmisión: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simscape

5.2.6 Modelo de Thevenin

El circuito eléctrico equivalente del Modelo de Thevenin, incluye varias ramas RC en paralelo y una fuente de tensión dependiente del estado de carga (SOC), según se describe en [115], Figura 5.6. a). El SOC se calcula mediante la integración de la corriente utilizando la ecuación (5.5):

$$SOC = \frac{Q_{init} - \int_0^t i(\tau) d\tau}{Q_T} \quad (5.7)$$

siendo Q_{init} la carga inicial del supercondensador, Q_T la carga total del supercondensador e $i(\tau)$ la corriente del supercondensador.

El número de ramas RC depende de la precisión y complejidad del modelo. En [54] se demuestra que tres ramas son un buen compromiso entre complejidad y una mejor correspondencia de la respuesta simulada respecto de la experimental. La Figura 5.6. b) muestra la implementación de Simscape del circuito del Modelo Thevenin para tres ramas. Como se puede ver, en el Modelo de Thevenin todos los parámetros son dependientes del SOC . El parámetro OCV de la fuente de tensión dependiente, representa la tensión en circuito abierto. R_0 representa la resistencia interna de la fuente dependiente.

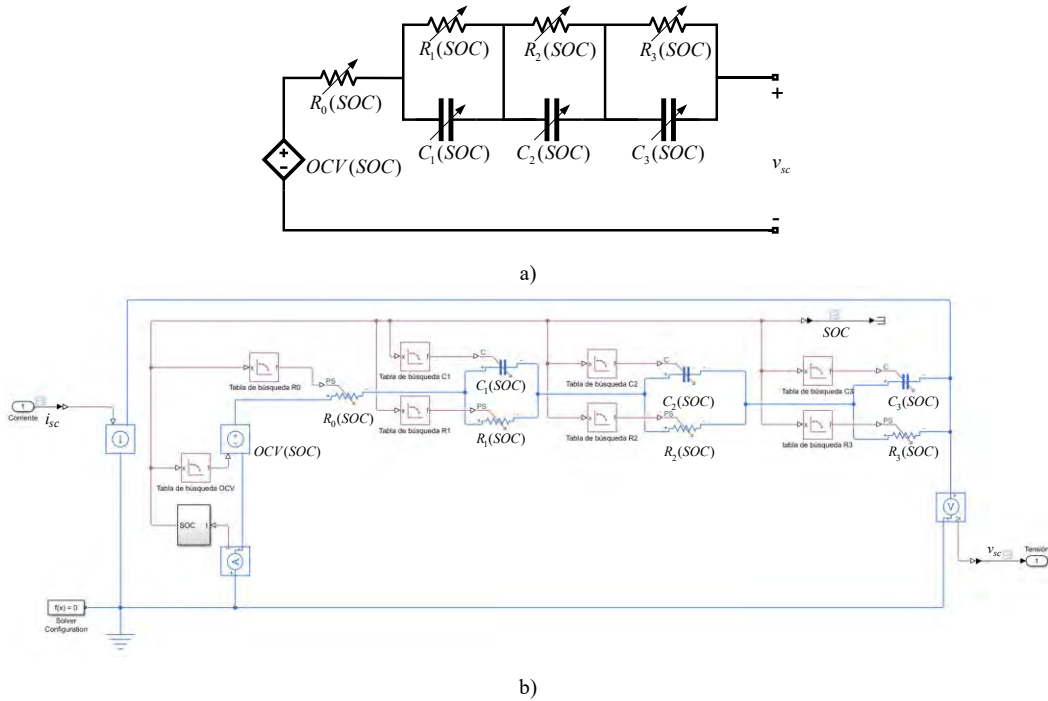


Figura 5.6. Modelo de Thevenin: a) circuito eléctrico equivalente y b) implementación en Simulink

5.3 MONTAJE EXPERIMENTAL

El objetivo del montaje experimental es comprobar qué modelo de entre los considerados reproduce mejor el comportamiento de un supercondensador real. Para ello, en primer lugar, se aplica al supercondensador tres perfiles de corrientes de identificación, con lo que se recogerán datos suficientes para la posterior identificación de los parámetros de cada modelo, utilizando el procedimiento de identificación descrito en el capítulo 3.

Posteriormente, los modelos se someterán a una simulación bajo un perfil de corriente de verificación más complejo, el cual debe tener variaciones tanto positivas como negativas, para verificar la precisión de los modelos bajo diferentes condiciones.

Finalmente se analizará, mediante métricas estadísticas, la precisión de cada modelo mediante los perfiles de verificación, una vez obtenidos sus parámetros a partir de los perfiles de identificación utilizados.

5.3.1 Banco de pruebas

El banco de pruebas utilizado para la realización de los experimentos consta de una célula básica de supercondensador, un sistema de adquisición de datos, una fuente de alimentación y una carga electrónica, dispuestos como se muestra en la Figura 5.7.

El supercondensador utilizado para desarrollar la prueba es el modelo BCAP3000 de Maxwell Technologies. Para emular los perfiles de corriente, se utiliza una fuente de corriente bidireccional, compuesta por una carga electrónica y una fuente de alimentación,

conectadas en paralelo. La descripción del conjunto de equipos utilizados en las pruebas, junto con sus especificaciones, se enumeran en la Tabla 5.1.

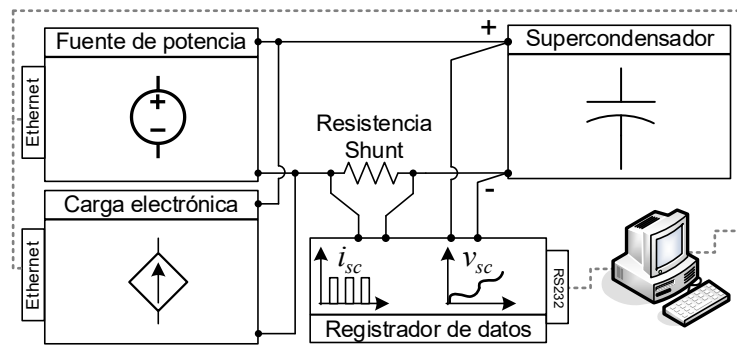


Figura 5.7. Conjunto experimental que compone el banco de pruebas de supercondensadores.

Todos los elementos utilizados en la prueba experimental han sido sincronizados por ordenador mediante el software LabVIEW® (Anexo A.1), con el objetivo de gestionar el registro de datos y el control de la corriente de carga y descarga. El uso del software LabVIEW® permite controlar y registrar los datos experimentales, y hace flexible la modificación del experimento, según el perfil de corriente que se desee utilizar.

Tabla 5.1. Componentes del conjunto experimental

Componente	Especificaciones	Uso
Supercondensador; Maxwell BCAP3000	2,7 V/3000 F	Celda de prueba
Registrador de datos; Agilent 34970A	100 nV–1000 V/500 kHz	Medida de tensión
Fuente de potencia; Sorensen SGI400/38	400 V/38 A	Carga de corriente
Carga electrónica Chroma:63206 ^a -600	600 V/420 A	Descarga de corriente
Resistencia Shunt; Newtons4th HF200	0,5m Ω /200 mA – 200 Arms	Medida de corriente

5.3.2 Perfil de corriente de los supercondensadores

Para el procedimiento de identificación de parámetros se utilizan tres perfiles de corriente de identificación dinámicamente diferentes. El perfil de corriente de identificación i_1 , se define por un pulso de corriente que dura hasta que el supercondensador alcanza la tensión máxima; a partir de ese instante el pulso se detiene [120]. En particular, se ha aplicado un pulso de amplitud 36 A, que es la máxima corriente de la fuente, con una duración de 220 segundos, hasta llegar a su tensión máxima, como se muestra en la Figura 5.8. a).

El perfil de corriente de identificación i_2 , se define por pulsos de corriente de carga repetitivos, aplicados hasta alcanzar la tensión máxima del supercondensador [115], Figura 5.8. b). La variación del estado de carga en porcentaje $\Delta SOC(\%)$, está definida en [115] mediante la ecuación (5.8):

$$\Delta SOC(\%) = \frac{100 \cdot t_p \cdot I}{V_{max} \cdot C} \quad (5.8)$$

donde t_p es el tiempo de carga o descarga del pulso, I la amplitud de corriente de carga o descarga, C la capacidad nominal del supercondensador y V_{max} la tensión máxima del supercondensador. El perfil i_2 , para una variación de estado de carga del 10%, pulso de corriente de 36 A, tensión máxima de 2,7 V y capacidad de 3000 F, tiene una duración de pulso de 23 segundos.

Finalmente, el tercer perfil de corriente de identificación i_3 , es una combinación de pulsos de carga-descarga variables en amplitud y tiempo, similar al aplicado a un conjunto de baterías en [31]. La Figura 5.8. c) muestra varios pulsos. El de mayor duración corresponde a un pulso de 10 A y duración de 81 segundos, con el que se consigue una variación del estado de carga del supercondensador del 10%. Los pulsos secundarios tienen una amplitud de 16A, -14A, 12A, -10A, 8A y -6 A con tiempos de 12, 10, 8, 6, 4 y 2 segundos, respectivamente. Este proceso se repite, hasta que el supercondensador alcance la mitad de su valor máximo de tensión.

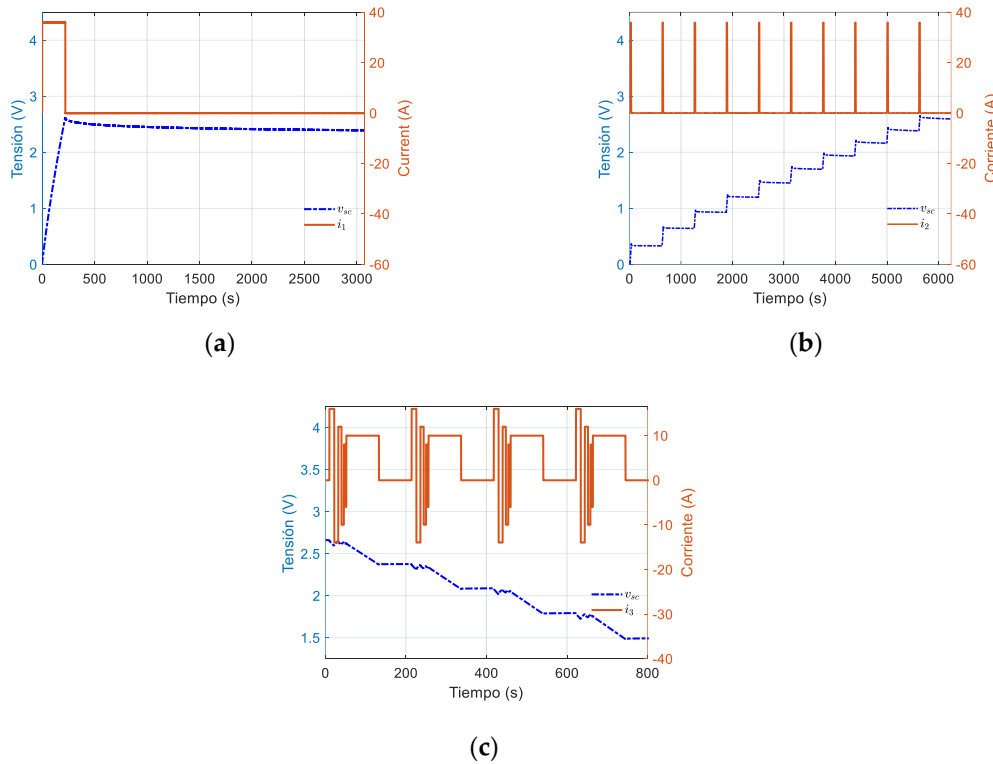


Figura 5.8. Perfiles de corriente y respuesta de tensión de identificación del supercondensador: a) i_1 ; b) i_2 y c) i_3

No todos los perfiles de identificación pueden ser aplicados a todos los modelos, debido al circuito equivalente. Los perfiles de identificación susceptibles de aplicarse a cada uno de los modelos comparados, se muestran en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. Perfiles de corriente de identificación

Modelo	Perfil de corriente de identificación		
	i_1	i_2	i_3
Stern-Tafel	✓	—	—
Zubieta	✓	✓	✓
Series	—	✓	✓
Parallel	—	✓	✓
Línea de transmisión	—	✓	✓
Thevenin	—	✓	✓

✓ = Aplicable; — = No aplicable

La robustez y precisión de los modelos identificados de supercondensadores se evalúan mediante dos perfiles estandarizados de verificación diferentes, como son el perfil de conducción HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) y el perfil de conducción ECE-15 (también conocido como Urban Driving Cycle UDC).

La Figura 5.9. a) muestra el perfil de corriente correspondiente al perfil de conducción HPPC que se describe en [97]. El ciclo ECE-15, descrito en [98], es un perfil de corriente más dinámico, como se muestra en la Figura 5.9. b).

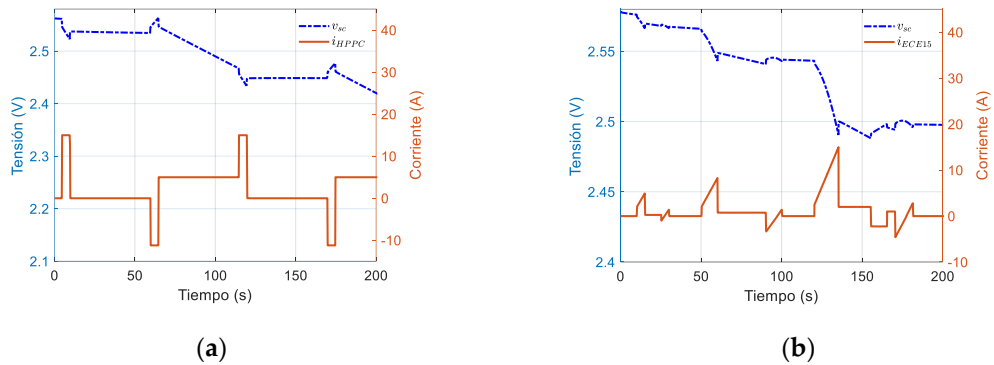


Figura 5.9. Corriente y tensión correspondiente a los perfiles de conducción de verificación del supercondensador: a) HPPC y b) ECE-15.

5.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Una vez obtenidos los parámetros de cada modelo, con el procedimiento descrito en el capítulo 3 y los perfiles de corriente de identificación aplicables a cada modelo, se realiza el análisis de precisión y robustez de los seis modelos de supercondensadores considerados, a partir de la comparativa de los datos obtenidos de la simulación de su comportamiento, ante los perfiles de corriente de verificación, y la medida real. Para ello, se utilizarán como métricas estadísticas el error relativo y el error cuadrático medio (RMSE). Los valores numéricos de los parámetros de los modelos obtenidos durante el proceso de identificación, se muestran en la sección 5.6, (Tabla 5.6 – Tabla 5.14).

Los resultados de la comparación entre los modelos Stern-Tafel y Zubieta, identificados con el perfil de corriente de identificación i_1 , se ilustran en la Figura 5.10. a) – 5.10. d) para el perfil de verificación HPPC, y en la Figura 5.10. e) – 5.10. h) para el perfil de verificación ECE-15.

La Figura 5.10. a) y Figura 5.10. e) muestran la tensión experimental del supercondensador de los modelos comparados. Las Figura 5.10. b) y Figura 5.10. f) muestran el error relativo entre la tensión simulada y experimental.

Las figuras Figura 5.10. c) y Figura 5.10. g) representan el error relativo en porcentaje. Finalmente, las figuras Figura 5.10. d) y Figura 5.10. h), muestran el error RMS en mV.

Se concluye en vista de los resultados, que el error relativo y RMS del Modelo Stern-Tafel es menor en comparación con los del Modelo de Zubieta. En los dos modelos, la tendencia del error relativo es creciente con el aumento del tiempo, por lo tanto, la precisión de ambos modelos identificados con el perfil de corriente i_1 es adecuada, únicamente, para una primera aproximación dinámica.

Un análisis similar se hace tras utilizar el perfil de corriente i_2 para obtener los parámetros de los modelos Serie, Zubieta, Paralelo, Línea de Transmisión y Thevenin, mediante el procedimiento de identificación descrito en el capítulo 3.

Desde la Figura 5.11. a) – 5.11. d) se muestran los resultados de comparación entre la simulación de los modelos circuitales y la medida experimental, para el perfil de verificación HPPC.

De la misma manera, desde la Figura 5.11. e) – 5.11. h) muestran los resultados de comparación para el perfil de verificación ECE-15.

Como se puede observar, usando el perfil de identificación i_2 el Modelo Serie es el que presenta un menor error relativo y RMS, en función del tiempo.

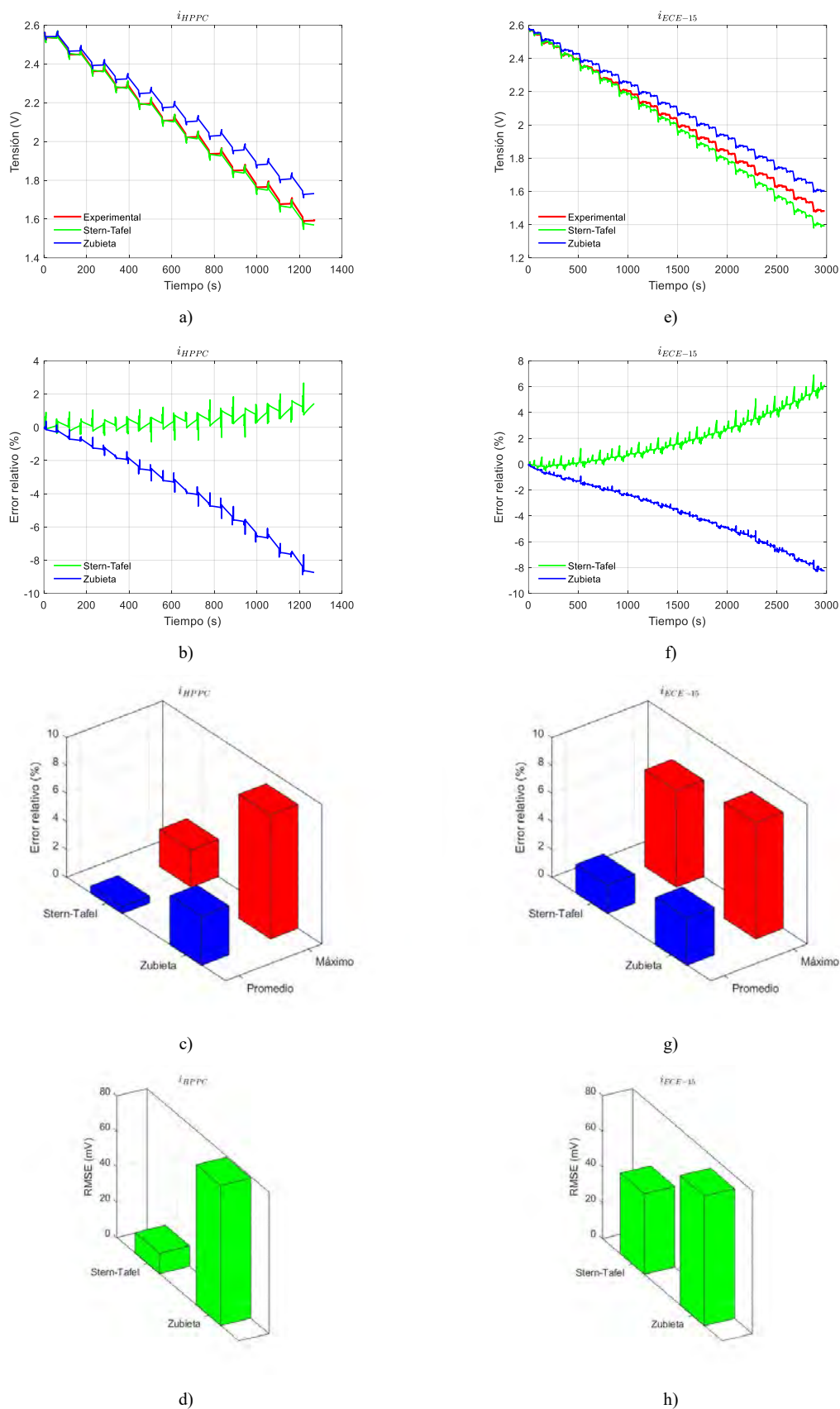


Figura 5.10. Datos experimentales y de los modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_1 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo (%), error RMS (mV): (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE15.

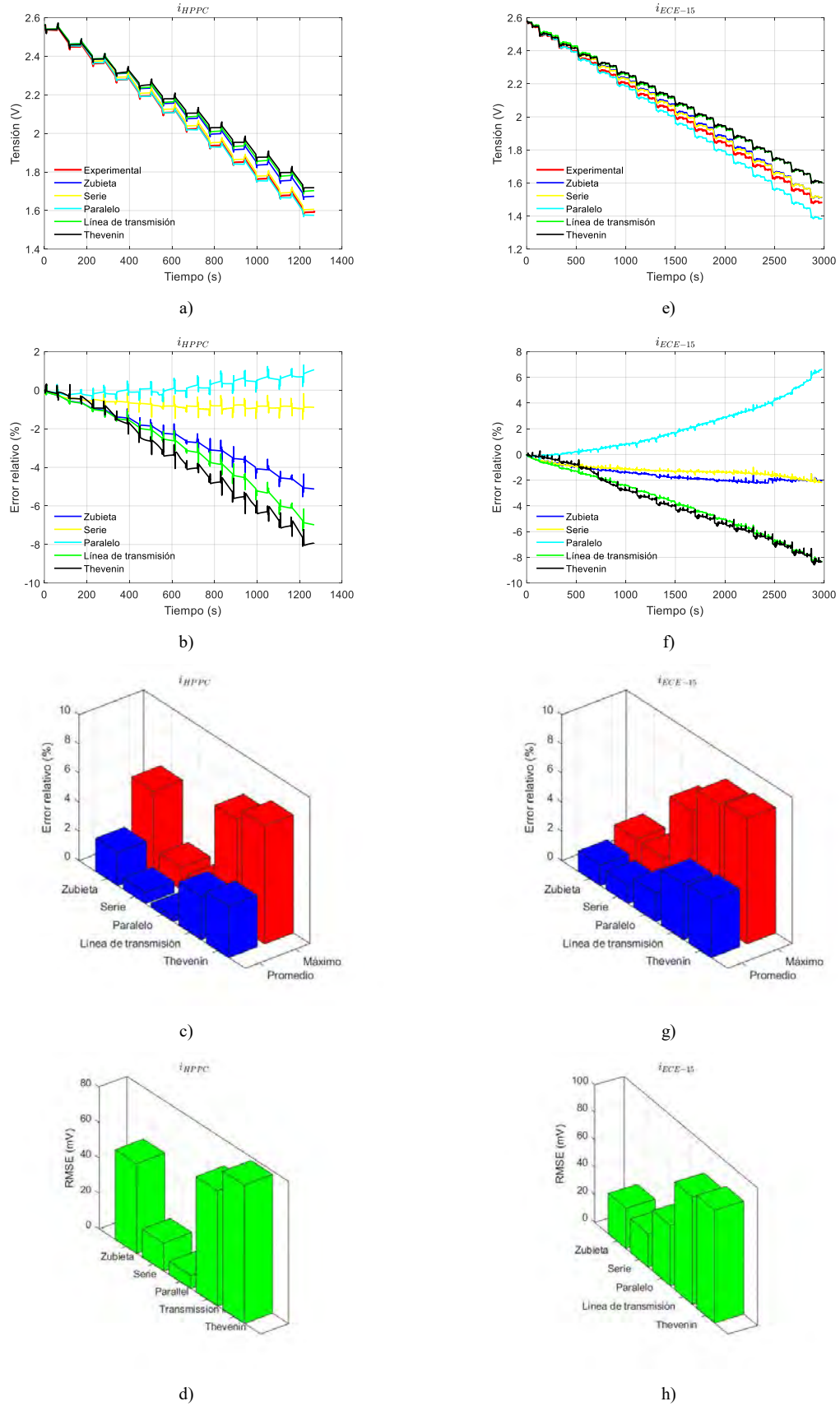


Figura 5.11. Datos experimentales y de modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_2 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo: (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE-15.

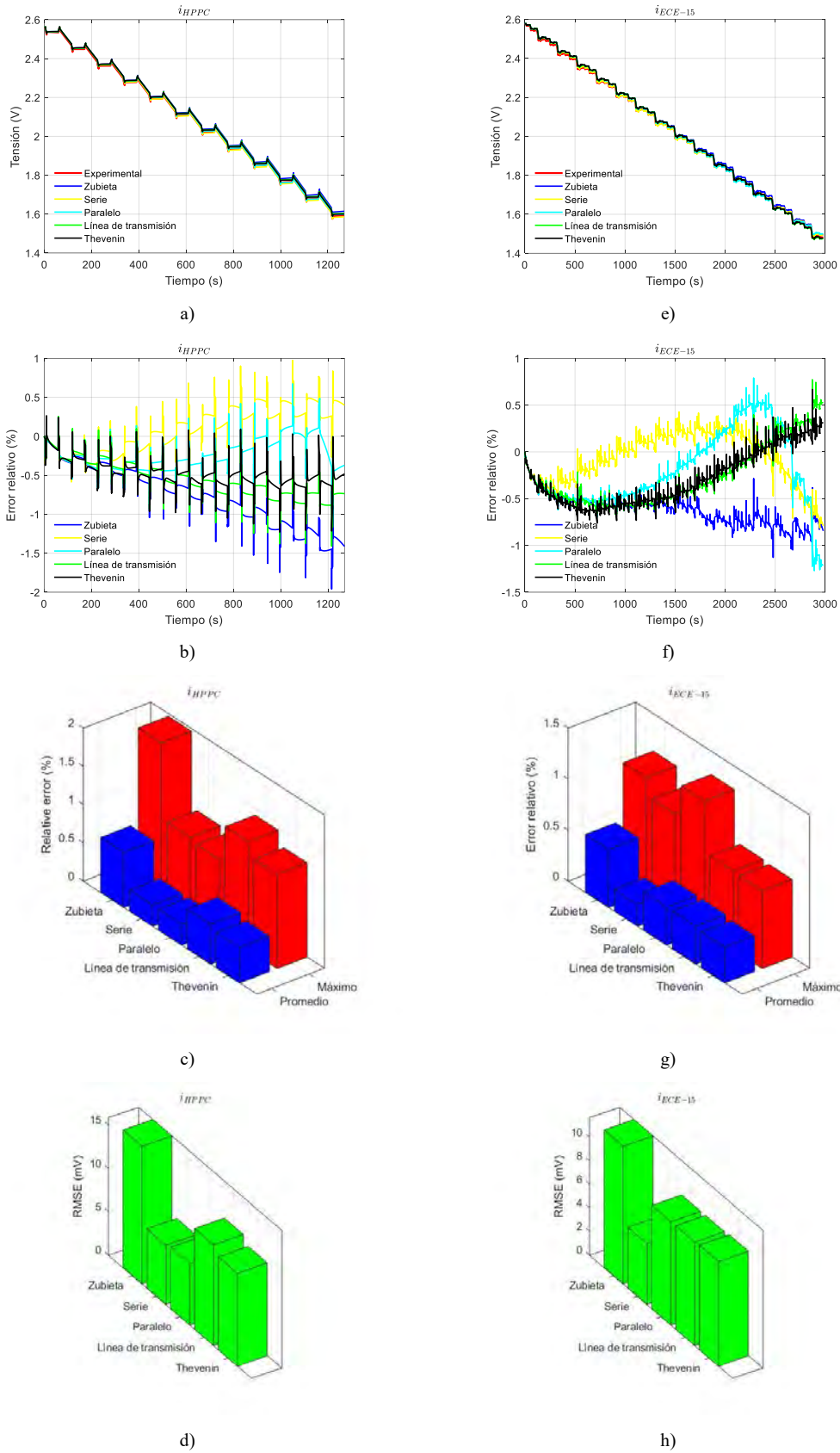


Figura 5.12. Datos experimentales y modelos de supercondensadores, para el perfil de identificación i_3 , incluyendo la respuesta temporal, error relativo: (a)-(d) perfil HPPC, (e)-(h) perfil ECE15.

Finalmente, el resultado obtenido de la identificación con el perfil i_3 , que es el perfil de corriente más dinámico y variable en amplitud y frecuencia, de los modelos Serie, Zubieta, Paralelo, Línea de Transmisión y Thevenin se representa en la Figura 5.12. a) – 5.12. d) para el perfil de verificación HPPC, y en la Figura 5.12. e) – 5.12. h) para el perfil de verificación ECE-15.

Una vez más, el Modelo Serie presenta el menor error, incluso menor que con los perfiles de identificación i_1 e i_2 . También los modelos Paralelo, Línea de Transmisión y Thevenin muestran gran exactitud, por lo que la idoneidad de un modelo u otro dependerá el tipo de aplicación.

Las principales conclusiones obtenidas de estos resultados son las siguientes:

- El perfil de corriente de identificación utilizado para la obtención de los parámetros de los distintos modelos afecta a la precisión final de los resultados obtenidos, precisión y ámbito de aplicación.
- El perfil de corriente de identificación más complejo, i_3 , obtiene la mayor precisión en los modelos en que se puede aplicar.
- En la mayoría de los casos, el Modelo Serie proporciona el menor error relativo.
- Si se desea utilizar un modelo de supercondensador más simple y básico, la mejor opción es utilizar el modelo Zubieta identificado con el perfil de corriente i_3 . Otra posibilidad, aún más básica sería utilizar el modelo de Stern-Tafel identificado con el perfil de corriente i_1 .

En la Tabla 5.3, Tabla 5.4 y Tabla 5.5, se incluyen los valores numéricos de las métricas estadísticas de los modelos identificados con los perfiles i_1 , i_2 e i_3 , y posteriormente verificados mediante los perfiles de conducción HPPC y ECE-15.

Tabla 5.3. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_1

Modelo	HPPC			ECE15		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
Stern-Tafel	2,6624	0,4975	11,6037	6,9044	2,0402	45,1645
Zubieta	8,8702	3,5055	79,0721	8,2994	3,3861	72,6719

Tabla 5.4. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_2

Modelo	HPPC			ECE15		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
Zubieta	5,5291	2,2657	50,5217	2,2409	1,4013	29,2705
Serie	1,5156	0,7592	15,7086	2,1871	1,2212	24,2654
Paralelo	1,2932	0,2971	7,3963	6,6324	1,9509	43,9770
Línea de Transmisión	7,2856	2,9581	65,0135	8,3307	3,8223	78,3289
Thevenin	8,0835	3,5226	77,9992	8,5904	3,9647	82,2516

Tabla 5.5. Valores obtenidos de la aplicación del perfil corriente de identificación i_3

Modelo	HPPC			ECE15		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
Zubieta	1,9602	0,7170	15,8874	1,1287	0,5673	11,6797
Serie	0,9718	0,2728	6,8365	0,9562	0,2119	5,1513
Paralelo	0,9263	0,2714	7,0952	1,2706	0,3724	8,7621
Línea de Transmisión	1,4099	0,5227	11,6305	0,7700	0,3722	8,7803
Thevenin	1,2297	0,4617	10,7354	0,7593	0,3493	8,8829

5.5 CONCLUSIONES

En este capítulo, se aplica el procedimiento general de identificación de parámetros descrito en el capítulo 3, para la obtención de los parámetros utilizados en los seis modelos circuitales de supercondensadores seleccionados del estado de la técnica: Stern-Tafel, Zubieta, Serie, Paralelo, Línea de Transmisión y Thevenin, los cuales han sido implementados en Simulink o Simscape.

El procedimiento desarrollado se utiliza para el estudio comparativo de los seis modelos, comparando los resultados de la simulación de cada modelo con las medidas reales sobre el supercondensador, a partir de dos perfiles de corriente de verificación estandarizados. Previamente, se utilizan diferentes perfiles de corriente de identificación, ofreciendo la posibilidad de analizar la influencia de cada uno de estos perfiles en la precisión y robustez de cada modelo.

Los resultados experimentales obtenidos de los seis modelos y tres perfiles de corriente de identificación muestran, que tanto el modelo como el perfil de corriente de identificación son críticos para obtenerse una adecuada precisión y robustez, en la predicción de la respuesta temporal del supercondensador.

De la comparación entre los resultados experimentales y los resultados de la simulación obtenidos con los modelos, se puede concluir que, en general, a mayor complejidad del perfil de identificación, mayor precisión y robustez del modelo en cuestión. Así, el perfil de corriente de identificación con mayor dinamismo, i_3 , ha obtenido la mejor precisión en cada modelo que permite su aplicación.

Los resultados para una simulación de pocos ciclos del perfil de verificación muestran, que la mayoría de los modelos estimados proporcionan suficiente precisión. Sin embargo, en una simulación de larga duración, las diferencias entre modelos, así como entre los perfiles de corriente utilizados en su identificación, llega a ser muy importante, haciendo que algunos modelos acumulen errores a lo largo de los ciclos, entre las tensiones simuladas y real. Este error acumulado hace que, en algunos casos, los modelos afectados no representen correctamente la tensión real del supercondensador que modelan.

De los resultados de comparación se obtiene, que el modelo Stern-Tafel es apropiado para una simulación corta, y como primera aproximación, identificado con el perfil de corriente i_1 . Para simulaciones más complejas, se recomienda el Modelo Serie, con el menor error medio y RMS con respecto a la medida real, seguido por el Modelo Paralelo.

No obstante, aunque el Modelo Serie proporciona el menor error relativo, el Modelo Zubieta ofrece mejor compromiso entre complejidad y precisión. En definitiva, si se quiere utilizar un modelo de supercondensador simple y suficientemente preciso, la mejor opción es utilizar el Modelo de Zubieta, identificando sus parámetros a partir de un perfil de corriente relativamente complejo, con suficiente variación de amplitud y frecuencia, como el perfil de corriente i_3 .

5.6 VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE SUPERCONDENSADORES

Tabla 5.6. Parámetros del Modelo de Stern-Tafel con el perfil de corriente i_1

Parámetro	Valor
C (F)	3000
R_{dc} (m Ω)	2,1000
I_f (mA)	5,2000
V_n (V)	2,7000
N_s	1
N_p	1
N_e^*	2
d (nm)*	1,0115
α^*	0,3200 ($0 < \alpha < 1$)
ΔV^*	0,4100

* = Parámetros estimados

Tabla 5.7. Parámetros del Modelo de Zubieta

Parámetro	Perfil de corriente		
	i_1	i_2	i_3
R_0 (m Ω) *	1,1080	0,8653	0,6504
C_0 (F) *	2290,3000	2172,6000	2081,7000
k_c (F/V) *	244,4400	240,5600	220,1800
R_1 (Ω) *	16,9130	19,9280	10,5170
C_1 (F) *	471,1500	368,1700	111,1500
R_2 (Ω) *	0,6729	0,3773	3,5770
C_2 (F) *	292,0100	176,3200	382,0700
R_{lk} (k Ω) *	171210	11023	51,4030

Tabla 5.8. Parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_2

Parámetro	Tensión (V)										
	0	0,330	0,6417	0,9295	1,1977	1,4522	1,6973	1,934	2,1622	2,3830	2,5948
C_s (k Ω) *	2,4655	2,3629	2,5419	2,6699	2,8260	2,8941	2,9450	2,962	3,0666	3,1518	3,5999
R_1 ($\mu\Omega$) *	581,02	470,26	563,94	546,61	540,87	507,120	544,94	238,4	0,0080	1,3731	1,6410
C_1 (kF) *	1,1595	1,7094	1,0285	1,5702	1,5695	2,1529	1,4429	0,277	265,980	65,884	87,292
R_2 ($\mu\Omega$) *	0,120	58,126	14,810	25,842	43,970	108,870	0,0164	6,128	707,200	692,73	501,860
C_2 (F) *	14,393	1324	1891,1	10714	570,42	34,5400	58,919	13,51	43,7690	161,84	54,3090
R_3 (Ω) *						10,6610					
C_3 (kF) *						1,0877					
R_4 (Ω) *						14,4660					
C_4 (F) *						32,5750					
R_{lk} (k Ω) *						5,5436					

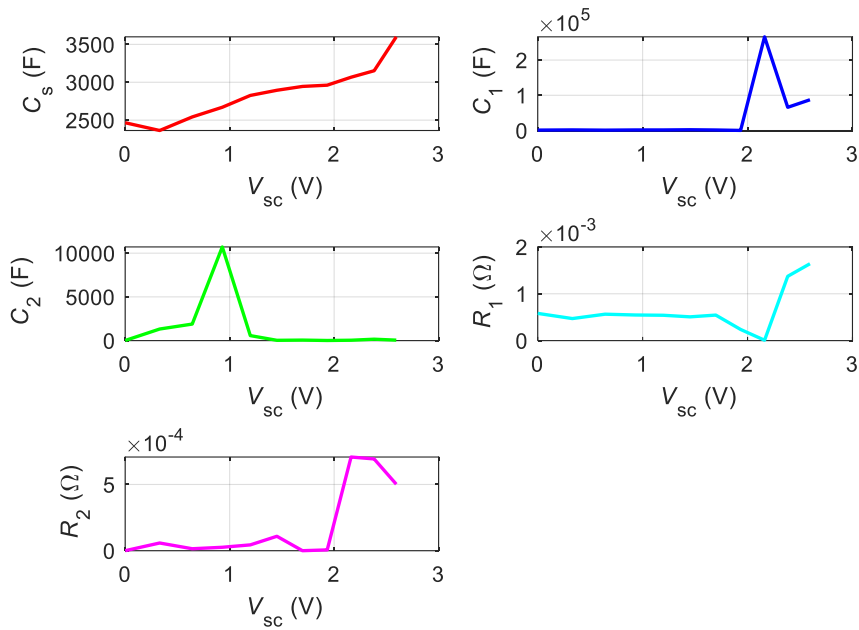
Figura 5.13. Representación de los parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_2

Tabla 5.9. Parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_3

Parámetro	Tensión (V)				
	1,4932	1,7931	2,0874	2,3761	2,6618
C_s (k Ω) *	2,8890	2,9626	3,0489	3,1745	3,1935
R_1 ($\mu\Omega$) *	192,3800	460,1300	428,0600	182,1800	437,5600
C_1 (F) *	15,3320	923,8500	30,6020	9,3121	229,6200
R_2 ($\mu\Omega$) *	166,3700	1,4114	32,8880	303,2600	99,7610
C_2 (kF) *	0,0309	0,2120	1,9380	1,9937	0,1050
R_3 (Ω) *			7,6440		
C_3 (kF) *			1,2486		
R_4 (Ω) *			14,0350		
C_4 (F) *			110,7000		
R_{lk} (k Ω) *			1584,4000		

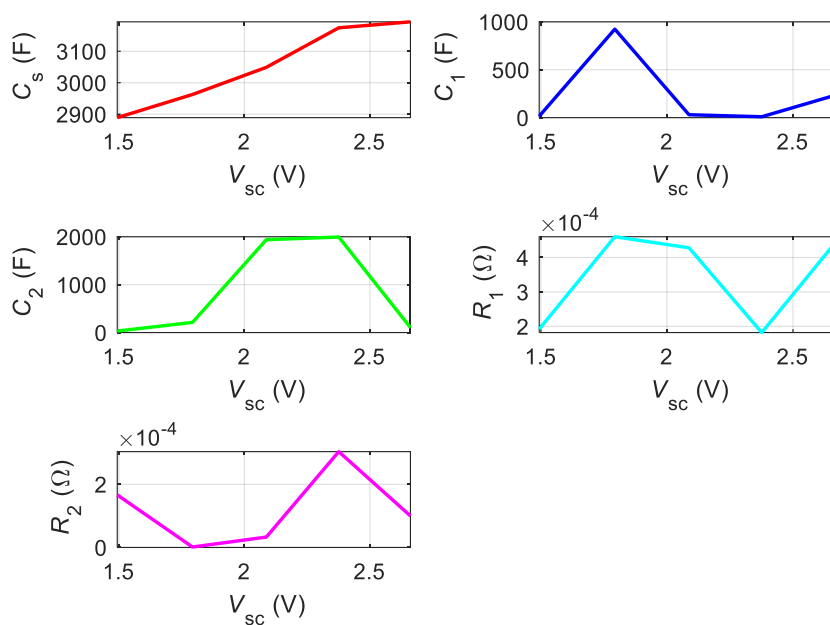
Figura 5.14. Representación de los parámetros del Modelo Serie con el perfil de corriente i_3

Tabla 5.10. Parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_2

Parámetro	Tensión (V)										
	0,0002	0,3301	0,6417	0,9295	1,1977	1,4522	1,6973	1,9337	2,1622	2,3830	2,5948
C_1 (kF) *	11,494	56,47	86,826	0,2254	82,203	0,00353	100,120	219,83	125,880	182,96	170
R_1 (Ω) *	18502	91,543	1980,4	15,8680	421,90	2545,4	51657	857,68	398,850	254,02	279,950
C_2 (F) *	561,28	258,20	362,59	239,440	57,1310	65,969	56,8820	112,78	134,450	46,676	50,050
R_2 (m Ω) *	0,00358	11,937	0,3757	1,9524	155,180	137,89	117,090	14,308	13,746	4622,1	500,020
C_3 (F) *	1068,9	1780,7	0,3458	43,1960	47,3320	0,1059	665,260	8,367	12,691	30,798	25,003
R_3 (m Ω) *	2,9311	5,5832	0,00014	0,6223	16,946	3,0161	5,6190	1,2579	0,01369	369,01	100
C_4 (kF) *	1,8016	0,0452	2,4350	2,4355	2,7939	2,7622	2,4572	3,013	3,0641	3,3026	3,119
R_4 (m Ω) *	6,4737	8,4052	0,1441	1,0450	0,5837	0,6355	0,6429	0,4083	0,3057	0,5758	0,199
R_{lk} (Ω) *	1,6786	15,397	13,829	25,6290	11,714	13,701	17,801	17,821	16,065	16,649	18,947

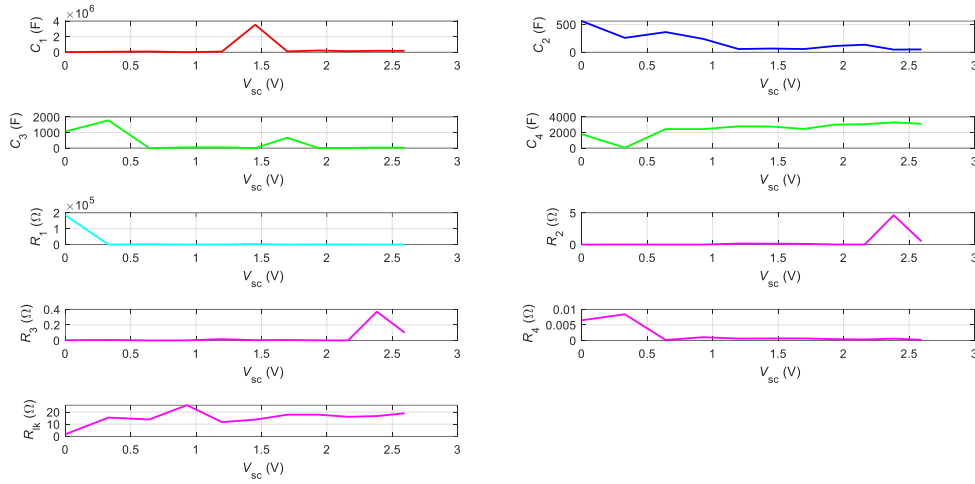
Figura 5.15. Representación de los parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_2

Tabla 5.11. Parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_3

Parámetros	Tensión (V)				
	1,4932	1,7931	2,0874	2,3761	2,6618
C_1 (kF) *	21,1090	652,920	119,440	503,490	28,4650
R_1 (Ω) *	0,3961	765,50	364,790	112,370	14,1460
C_2 (F) *	59,1990	123,90	110,42	126,430	26,3940
R_2 (Ω) *	9,1786	0,12605	0,11993	0,09205	0,01963
C_3 (F) *	657,710	15,920	21,9840	17,6280	15,6860
R_3 (m Ω) *	16,0070	4,7105	11,4340	0,0615	12,3470
C_4 (kF) *	3,0746	2,867	2,9347	3,0351	3,1868
R_4 (u Ω) *	507,890	657,90	689,490	470,030	850,340
R_{lk} (Ω) *	120,930	768,810	6150,30	585,340	303,670

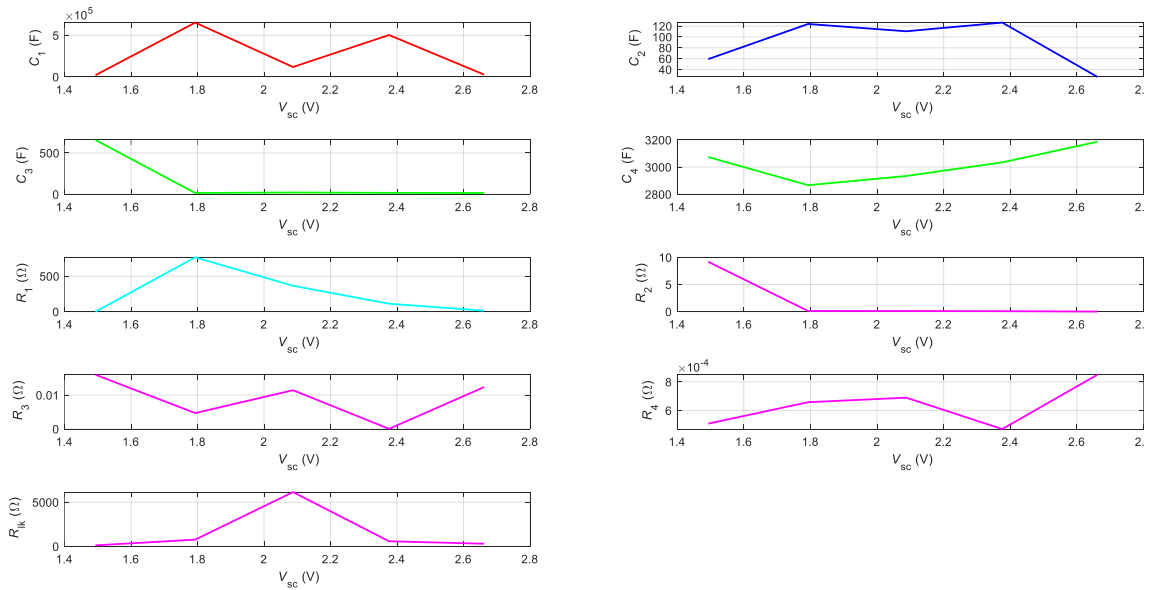
Figura 5.16. Representación de los parámetros del Modelo Paralelo con el perfil de corriente i_3

Tabla 5.12. Parámetros del Modelo Línea de Transmisión

Parámetros	Perfil de corriente	
	i_2	i_3
$R_1 (\mu\Omega) *$	826,72	575,75
$R_2 (m\Omega) *$	115,67	2,7568
$R_3 (\Omega) *$	1,3558	0,0116
$R_4 (\Omega) *$	3,9621	1,5723
$k_{c1} (F/V) *$	209,20	85,715
$k_{c2} (F/V) *$	26,6080	21,482
$k_{c3} (F/V) *$	47,1510	13,4470
$k_{c4} (F/V) *$	11,8540	15,2340
$C_1 (F) *$	2303,30	2408,90
$C_2 (F) *$	0,1000	5,2926
$C_3 (F) *$	21,2820	120,67
$C_4 (F) *$	37,9010	55,4780
$R_{lk} (k\Omega) *$	111,01	13,8080

Tabla 5.13. Parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_2

Parámetros	SOC (%)										
	0,01	10	20,04	29,96	39,95	49,86	59,89	69,77	70,77	89,67	99,64
OCV (V)	0,0002	0,330	0,6417	0,9295	1,1977	1,4522	1,6973	1,9337	2,162	2,3830	2,5953
$C_1 (F) *$	17046	551,64	236,58	303,76	363,06	509,86	434,30	401,51	227,47	411,24	147,11
$C_2 (kF) *$	119,28	29,58	35,427	30,323	39,527	22,579	20,577	771,57	11,614	94,522	19,695
$C_3 (kF) *$	2943,8	498,12	248,36	205,07	541,22	449,09	844,16	97,252	2507,5	703,25	3,772
$R_0 (\mu\Omega) *$	723,2	431,02	0,2476	13,381	104,41	17,20	3,7923	213,26	115,96	23,528	372,15
$R_1 (m\Omega) *$	1,2436	0,9416	1,2504	1,1690	1,1998	1,3676	1,3495	1,2395	1,0854	1,1086	1,2487
$R_2 (m\Omega) *$	68,622	10,261	1,1819	35,648	3,3491	0,32405	0,4529	7,7754	14,9250	1,6529	186,44
$R_3 (\Omega) *$	33,592	22,765	0,9059	2,143	2,6865	1,9369	432,480	548140	29422	558,260	555

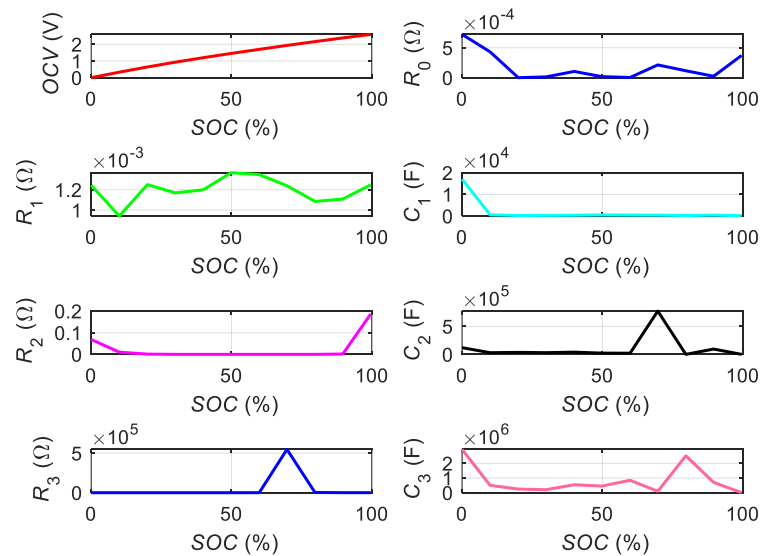
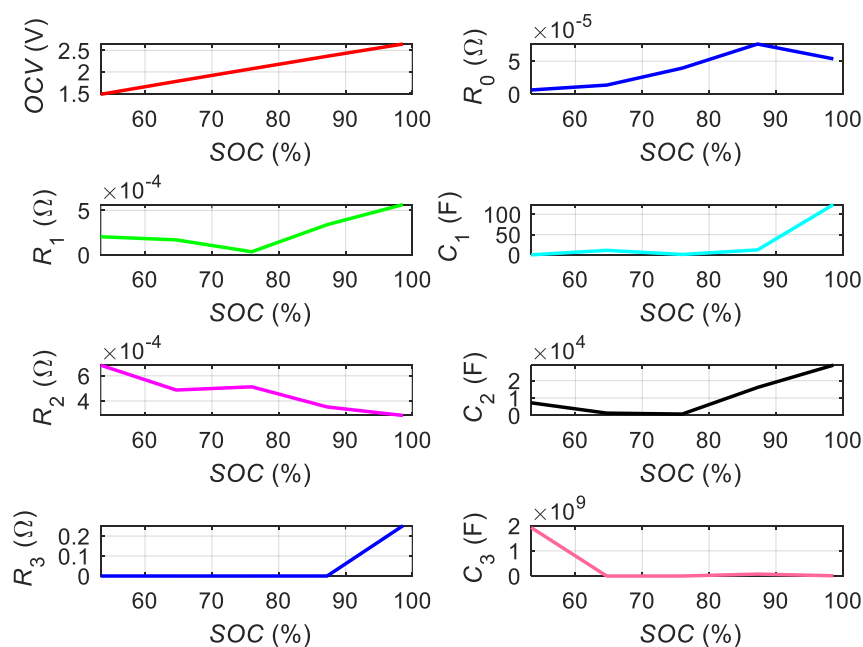
Figura 5.17. Representación de los parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_2

Tabla 5.14. Parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_3

Parámetros	SOC (%)				
	53,37	64,68	75,97	87,25	98,59
OCV (V)	1,4786	1,7794	2,0742	2,365	2,6499
C_1 (F) *	0,070731	11,1610	11,1610	12,30	123,90
C_2 (kF) *	7,2709	1,3362	0,7907	16,107	28,906
C_3 (MF) *	1929,30	0,00769	0,00638	76,5800	9,8952
R_0 ($\mu\Omega$) *	6,5167	13,9100	39,4740	75,8540	53,527
R_1 ($\mu\Omega$) *	204,02	168,97	35,226	339,940	565,850
R_2 ($\mu\Omega$) *	684,340	486,780	512,330	352,520	284,940
R_3 ($\mu\Omega$) *	24,6710	4,8491	7,8730	74,0560	0,25154

Figura 5.18. Representación de los parámetros del Modelo de Thevenin con el perfil de corriente i_3

Capítulo 6

6 IDENTIFICACION ESPECTRAL DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES

6	IDENTIFICACION ESPECTRAL DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES	91
6.1	INTRODUCCIÓN	93
6.2	MODELO DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES	93
6.2.1	Modelo de Batería	94
6.2.2	Modelo de Supercondensador	94
6.3	PERFIL DE IDENTIFICACIÓN PULSO-PRBS	95
6.4	MONTAJE EXPERIMENTAL	103
6.5	IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS	104
6.6	COMPARACIÓN DE RESULTADOS	105
6.7	CONCLUSIONES	109
6.8	VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES	110

6.1 INTRODUCCIÓN

Como se ha indicado en los capítulos anteriores, para la identificación de los parámetros de los componentes que componen el modelo eléctrico equivalente es común utilizar pulsos de corriente como perfil de identificación. Posteriormente, los resultados de la identificación se validan con uno o varios perfiles de verificación. El perfil de verificación en comparación con el perfil de identificación incorpora mayor variación en amplitud y frecuencia, con lo que si el perfil de identificación no es lo suficientemente completo en contenido armónico, es posible que el modelo no describa con la suficiente precisión el comportamiento del componente a modelar [21]. Para solucionar este inconveniente, en [132] se presentó una superposición de un pulso de carga-descarga con una señal multiseno, produciendo una señal pulso-multiseno con múltiples armónicos, a fin de cubrir el espectro del perfil de verificación, y mejorar la estimación de parámetros del modelo eléctrico equivalente de una batería. La principal desventaja de esta técnica, es la dificultad en generar la señal de pulso-multiseno a nivel práctico.

Por lo tanto, a efectos de identificación de baterías y supercondensadores es deseable contar con una señal de identificación simple, reproducible a nivel práctico y con el grado de generalidad necesario. La señal pseudorandom binary sequence (PRBS), se utiliza de manera habitual como perturbación en la identificación de sistemas, por ejemplo en la identificación no paramétrica de convertidores de potencia de conmutación, [44] y [133], y en la identificación de la impedancia de batería y supercondensador en [43], [134] y [135]. En [136], se muestra la identificación paramétrica del modelo de Espacio de Estados de las baterías de ion-litio en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, del análisis en frecuencia sólo se extrae la constante de tiempo de la batería, y no se realiza una comparación espectral del perfil de identificación y con el perfil de validación.

En este capítulo se propone la combinación de dos señales de corriente para la identificación, un pulso de descarga y una señal bipolar como la PRBS. Esta nueva señal pulso-PRBS presenta una mayor similitud en amplitud y frecuencia al perfil de verificación. Además, para la posterior obtención de los parámetros de los modelos, se utiliza el procedimiento basado en la herramienta de optimización de Simulink de Matlab®, descrito en el capítulo 3.

6.2 MODELO DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES

En la revisión del estado de la técnica, se pueden encontrar diferentes variantes de modelos eléctricos equivalentes para representar el comportamiento de baterías y supercondensadores. Sin embargo, como demuestra el análisis de precisión y complejidad, a través de optimización multiobjetivo, aplicado al modelado de baterías realizado en [137], un mayor número de circuitos paralelos RC incluidos en el modelo aportará una mejor precisión de modelado. No obstante, un mayor número de circuitos también conllevará una

mayor complejidad computacional. Por ello, es necesario buscar un compromiso entre ambos, de manera que se consiga suficiente precisión sin una excesiva complejidad.

6.2.1 Modelo de Batería

En el capítulo 4, se realizó una comparativa de diferentes modelos de baterías, donde el modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis (*3RCH*) fue el que, en términos de precisión y complejidad, poseía las mejores características. Sin embargo, añadir la tensión de histéresis resta fiabilidad al modelo, ya que dependerá del tipo de química que se utilice [34]. En concreto, el tipo de batería utilizado en esta tesis, polímero de ion-litio (Li-Po), tiene una tensión de histéresis casi despreciable respecto a otros tipos de baterías, como por ejemplo la batería de litio-ferrofosfato (LiFePO4) [86].

Por lo tanto, para la batería de ion-litio se propone utilizar el modelo de Thevenin con tres redes *RC* constantes, en lugar del modelo de Thevenin de Tercer Orden con Histéresis, ya que reproduce de manera óptima la impedancia de las baterías [28] y predice con precisión la tensión en sus terminales [138].

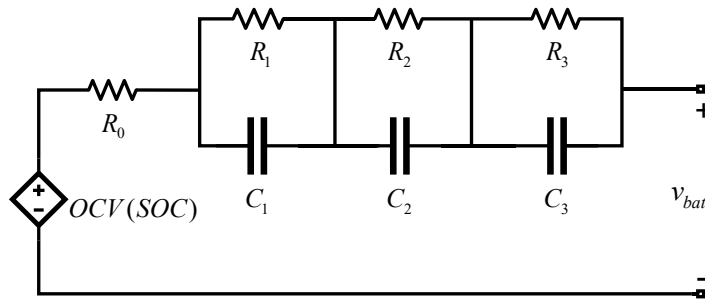


Figura 6.1. Modelo de Thevenin equivalente de la batería con tres redes *RC* constantes

El circuito eléctrico equivalente del modelo de Thevenin con tres redes *RC* constantes, se representa en la Figura 6.1. Este modelo consiste en una tensión de circuito abierto (*OCV*) que varía en función del estado de carga (*SOC*), una resistencia interna de la batería R_0 , y tres redes *RC* en paralelo R_1 , C_1 , R_2 , C_2 , R_2 , y C_3 , que representan la respuesta dinámica lenta, intermedia y rápida de la batería respectivamente. Este modelo se ha descrito con mayor precisión en el capítulo 4.

6.2.2 Modelo de Supercondensador

El modelo de supercondensador analizado en el capítulo 5 que presentó las mejores características de precisión fue el Modelo Serie. Este modelo se describe en [125] como una combinación del modelo dinámico [124] y el modelo Zubieta [111], para conjuntamente tener en cuenta el efecto de la autodescarga, los fenómenos de redistribución, y la respuesta dinámica del supercondensador. El procedimiento de identificación de parámetros del Modelo Serie se obtiene a partir de la respuesta en frecuencia y la respuesta temporal. Sin embargo, en [139], se demuestra que este modelo se puede estimar únicamente mediante la respuesta temporal sin necesidad de la respuesta en frecuencia, simplificando el procedimiento de identificación.

El modelo seleccionado de supercondensador consta de dos circuitos RC paralelos compuestos por $R_1(v_{sc})$, $C_1(v_{sc})$, $R_2(v_{sc})$ y $C_2(v_{sc})$, conectados en serie con otro circuito RC compuesto por R_s y $C_s(v_{sc})$, y tres ramas constantes compuestas por R_3C_3 , R_4C_4 , y la resistencia de autodescarga R_{lk} , tal y como se muestra en la Figura 6.2. Una descripción más detallada se realiza en el capítulo 5.

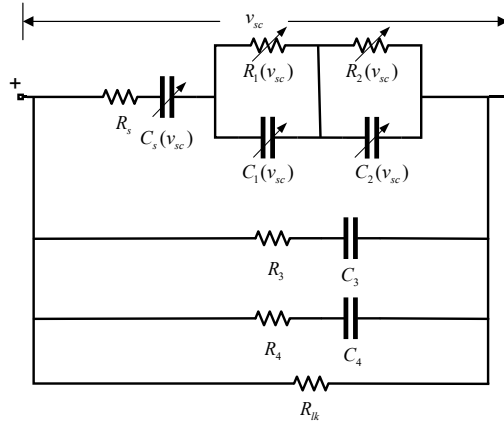


Figura 6.2. Modelo Serie equivalente del supercondensador

6.3 PERFIL DE IDENTIFICACIÓN PULSO-PRBS

La señal típica para identificar una batería está compuesta por pulsos de carga y/o descarga de corriente, con una duración suficiente para provocar una variación del 10% del SOC de la batería, Figura 6.3. a), descrita en [94] y en [95]. Esta señal requiere de un período de reposo recomendado, entre pulsos, de 60 minutos para garantizar que la batería ha alcanzado su equilibrio. Sin embargo, puede reducirse a 30 min o 10 min para una rápida aproximación [140].

De manera similar, una señal compuesta por pulsos de corriente de carga o descarga se puede aplicar, como se describe en [115] y en [110], en la identificación de modelos de supercondensadores, como se muestra en la Figura 6.4. a). Es aconsejable descargar el supercondensador hasta el 50% de la tensión nominal [141] para obtener la máxima eficiencia, algo especialmente útil en aplicaciones de automoción [142]. Los valores de corrientes y tiempos se calculan como se indica en los capítulos anteriores mediante las ecuaciones (4.3) para la batería y (5.8) para supercondensador.

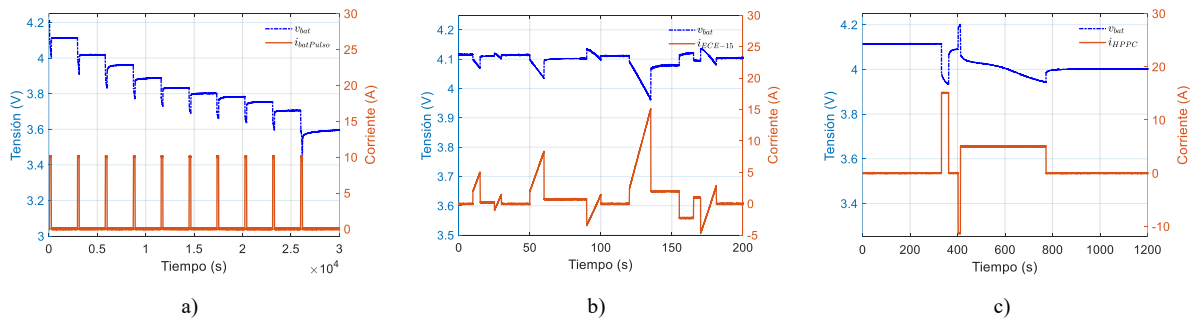


Figura 6.3. Perfil de identificación y verificación de la batería: a) Pulsos, b) ECE-15 y c) HPPC.

Para la Figura 6.3. a), la estimación de parámetros para la batería, en el modelado del comportamiento entre el 10-100% del estado de carga (SOC), se ha realizado con pulsos de descarga del 10% del SOC, y un período de reposo de 45 minutos. En el caso del supercondensador, Figura 6.4. a), la descarga se realizó hasta el 50% de la tensión nominal, con intervalos SOC del 7,4% (0,19 V).

La robustez y precisión de los modelos considerados se evaluaron mediante diferentes perfiles de corriente de verificación estandarizados, que incluyen el ECE-15 [143] para batería y supercondensador como se muestra en la Figura 6.3. b) y la Figura 6.4. b), respectivamente. El pulso de verificación HPPC se describe en [144] para la batería, Figura 6.3. c), y en [57] para los supercondensadores, Figura 6.4. c).

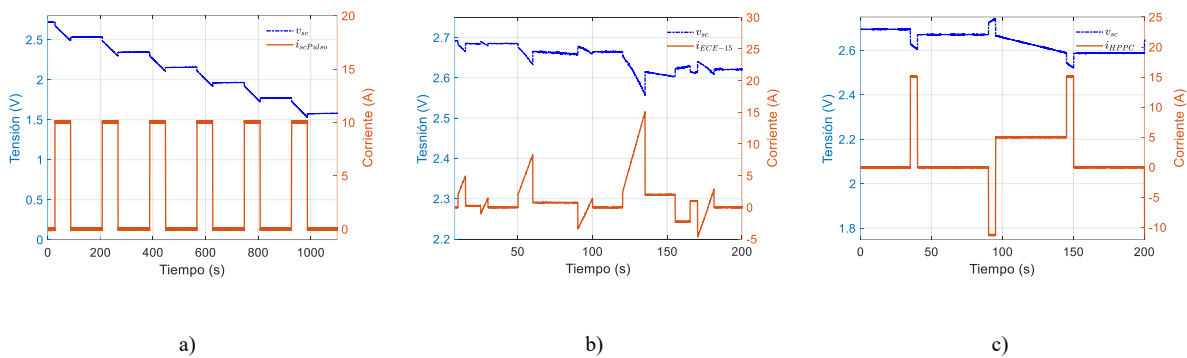


Figura 6.4. Modelo Perfil de identificación y verificación del supercondensador: a) Pulsos, b) ECE-15 y c) HPPC

Por otro lado, a partir de la respuesta temporal de los perfiles de corriente de identificación y verificación de la batería y supercondensador, es posible comparar su respuesta en frecuencia, con la aplicación de la Transformada Discreta de Fourier (DFT).

En la Figura 6.5. a), se muestra que el perfil de verificación ECE-15 tiene una mayor amplitud y variación en frecuencia que los pulsos de identificación mostrados en la Figura 6.3 y Figura 6.4, a los que se sometieron la batería y el supercondensador. En el caso de la batería, la Figura 6.5. b) muestra que para el perfil de verificación HPPC, Figura 6.3. c) se obtiene un mayor contenido armónico que en la señal de identificación, Figura 6.3.a). En la Figura 6.5. c), se muestra que igualmente ocurre para el perfil de verificación HPPC en el caso del supercondensador, Figura 6.4. c), ya que presenta un mayor contenido armónico que la señal de identificación, Figura 6.4. a).

Se necesita, por lo tanto, diseñar un nuevo perfil de identificación que cubra las características en amplitud y frecuencia que se esperan encontrar en el perfil de verificación, con el fin de reducir el error del modelo, y mejorar su precisión en el rango amplio de frecuencias de interés. En este sentido, en esta tesis doctoral se propone un nuevo perfil de identificación denominado pulso-PRBS (Pseudorandom Binary Sequence).

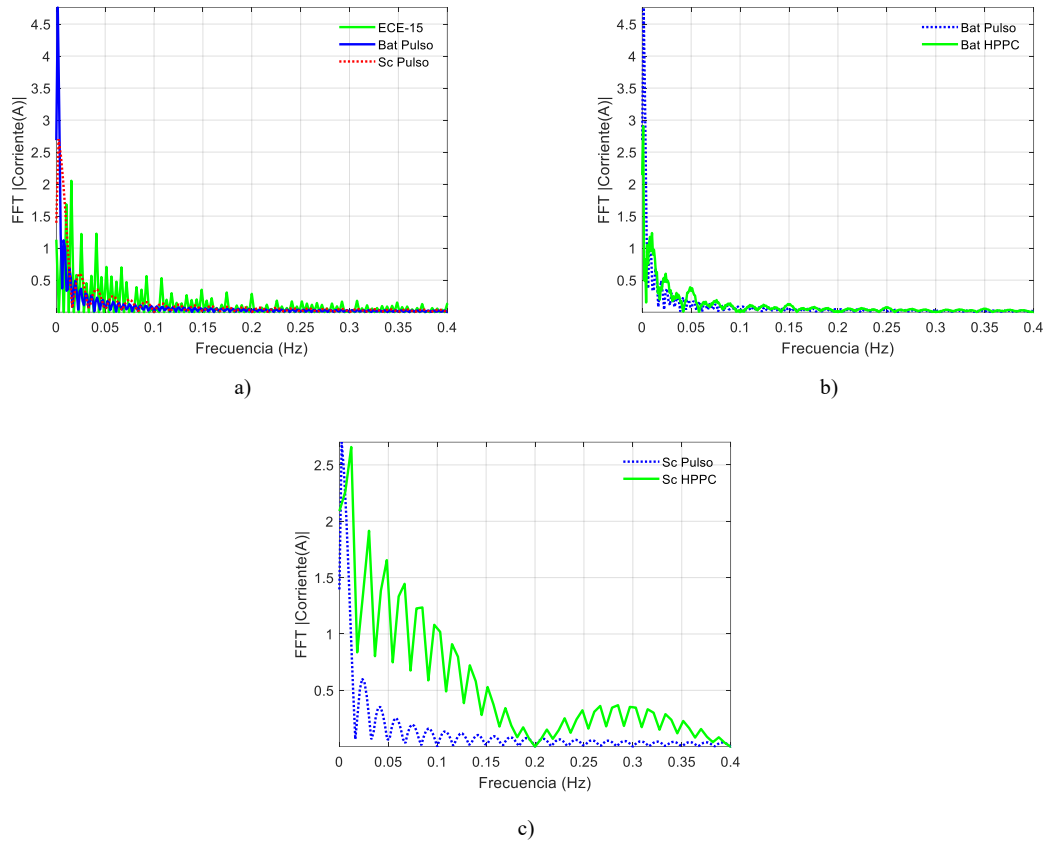


Figura 6.5. Respuesta espectral de los perfiles de identificación y verificación: a) ECE-15 y pulsos de identificación para batería y supercondensador b) HPPC y pulso de identificación para la batería y c) HPPC y pulso de identificación para el supercondensador.

Desde el punto de vista de la identificación, una señal PRBS es una señal periódica determinista que puede ser generada fácilmente por registros de desplazamiento con realimentación NXOR, y generarse en un sistema embebido de bajo coste.

La nueva señal de identificación pulso-PRBS que se propone, requiere de seis parámetros que deben seleccionarse, como se muestra en la Figura 6.6.

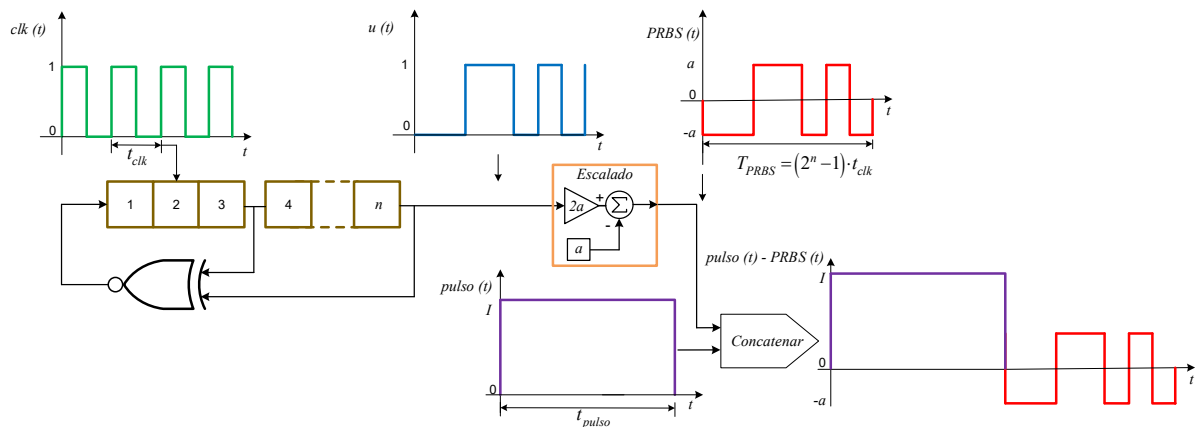


Figura 6.6. Generador de la señal pulso-PRBS

Estos parámetros incluyen la amplitud (a), la duración de pulso del reloj (t_{clk}), el número de registros de desplazamiento o bits (n), que a su vez definen el periodo de la PRBS (T_{PRBS}), la amplitud del pulso inicial de descarga (I) y el tiempo de duración del pulso inicial (t_{pulso}).

Para calcular la amplitud, se muestra en la Figura 6.7 el histograma y la PDF (Probability Density Function) de los perfiles de corriente de verificación. La función de probabilidad normal es una función de la media μ y de desviación estándar σ de los datos. En la Figura 6.7.a) se muestra el perfil de verificación ECE-15 utilizado para la batería y supercondensador; en la Figura 6.7. b) se muestra el perfil de verificación HPPC utilizado para la batería; y en la Figura 6.7. c) se muestra el perfil de verificación HPPC utilizado para el supercondensador.

La superposición del histograma y la PDF de los perfiles de verificación muestra que los valores de corriente bajo el área del 96% de probabilidad para el ECE-15 están entre -5 A ($\mu-2\sigma$) y 7 A ($\mu+2\sigma$), para una media de 1A. Para el diseño de la PBRS se toma un valor de amplitud simétrico de 7 A, lo que conduce a una señal de perturbación relativamente equilibrada, que carga y descarga de forma que la cantidad neta de energía almacenada no se vea afectada.

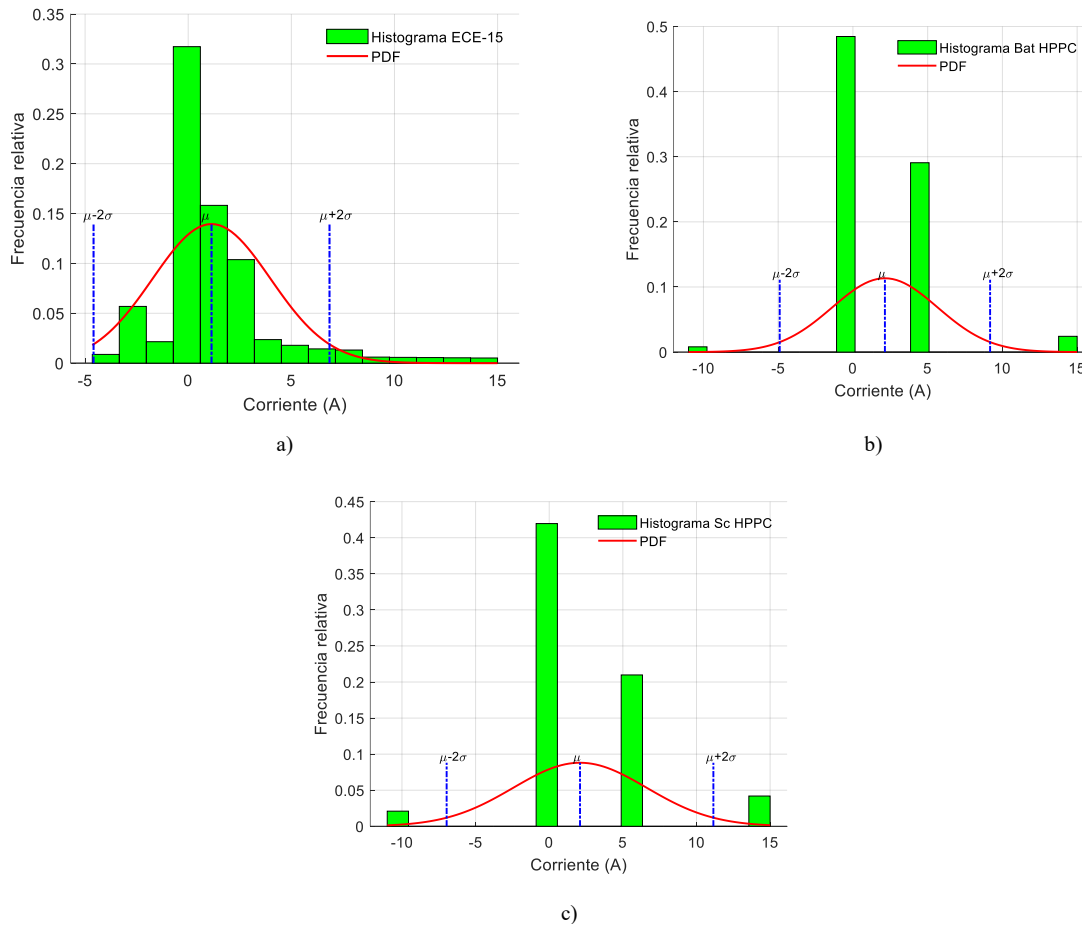


Figura 6.7. Histogramas de los perfiles de verificación: a) ECE-15 para batería y supercondensador b) HPPC para la batería y c) HPPC para el supercondensador.

Por otro lado, para el cálculo del período del pulso del reloj o ancho mínimo de pulso de la señal PRBS, en [69] se sugiere un valor de $t_{clk} \leq \tau/5$, donde τ es la constante de tiempo del proceso a identificar, que en este caso corresponde al de la batería o supercondensador. En [136] se indica que la constante de tiempo de una batería ion-litio está en el orden de los 75 segundos y para un supercondensador en el rango de 0,5 a 3,6 segundos [145].

Revisando el perfil de verificación ECE-15 de la batería y supercondensador, se comprueba que las componentes de mayor amplitud del espectro de frecuencia están por debajo de una frecuencia de 0,2 Hz, Figura 6.5. Por esta razón, la frecuencia del reloj de la señal PRBS es igual a 0,2 Hz, lo que es equivalente a un ancho mínimo de pulso de 5 segundos.

Para mantener las propiedades en frecuencia de la señal PRBS, en [146] se calcula la frecuencia máxima y mínima de la señal PRBS definida por (6.1):

$$f_{min} \leq f \leq f_{max}$$

$$\frac{1}{t_{clk} \cdot N} \leq f \leq \frac{1}{2,25 \cdot t_{clk}} \quad (6.1)$$

donde $N=2^n-1$ es el número de estados de la secuencia. También se define el ancho de banda normalizada, como se muestra (6.2):

$$f_{band} = f_{clk} \cdot \left(\frac{1}{2,25} - \frac{1}{N} \right)$$

$$f_{norm} = \frac{f_{band}}{f_{max}} = 1 - \frac{2,25}{N} \quad (6.2)$$

La Figura 6.8 ilustra el efecto del aumento del número de bits sobre el ancho de banda normalizado (f_{norm}) y la duración de la secuencia PRBS (T_{PRBS}) de prueba descrita en [43], donde la duración de la señal PRBS está definida por (6.3):

$$T_{PRBS} = N \cdot t_{clk} \quad (6.3)$$

Como puede observarse en la Figura 6.8, el ancho de banda normalizado aumenta exponencialmente con el aumento del número de bits de la PRBS. Sin embargo, el aumento exponencial de la duración de la prueba se convierte en una desventaja, por ello se deduce que un número de bits entre 4 y 6 representa un valor razonable, de donde se selecciona 5 bits.

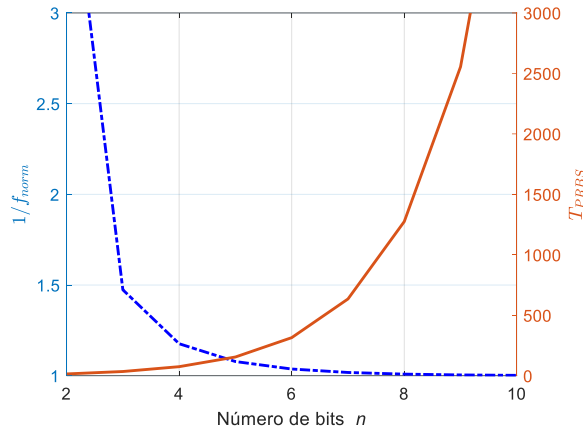


Figura 6.8. Relación entre el número de bits, ancho de banda normalizado y la duración de la PRBS

Esto da lugar a una señal PRBS con período de reloj de 5 segundos, 31 estados y una duración de 155 segundos, que cubre un rango de frecuencias mínima y máxima de $0,0065 \text{ Hz} \leq f \leq 0,0889 \text{ Hz}$. Este rango es lo suficientemente bajo como para estimular adecuadamente la dinámica de baja frecuencia de la batería y supercondensador en aplicaciones de automoción con el perfil de corriente ECE-15.

Una vez obtenida la información necesaria para la construcción de la señal PRBS, la conexión de los registros de desplazamiento se realiza a través de la Tabla 6.1, como se indica en [69]:

Tabla 6.1. Conexión de los registros de desplazamiento para la construcción de la señal PRBS

Número de bits	Retroalimentación de registros	Longitud de la secuencia
2	1 NXOR 2	3
3	1 NXOR 3 o 2 NXOR 3	7
4	1 NXOR 4 o 3 NXOR 4	15
5	2 NXOR 5 o 3 NXOR 5	31
6	1 XNOR 6 o 5 NXOR 6	63

Esta señal pseudoaleatoria con la amplitud y tiempo mínimo de pulso establecidos, se implementa en Simulink como se muestra en la Figura 6.9. a) a través de biestables tipo D con valor inicial de 0, obteniéndose la respuesta temporal mostrada en la Figura 6.9. b).

Finalmente, la señal de identificación propuesta es la concatenación de un pulso de corriente de descarga con la señal PRBS definida (Pulso-PRBS).

El cálculo de la duración del pulso en función del estado de carga se describió en los capítulos anteriores, para la batería (4.3) y supercondensador (5.8), cuyos valores numéricos se muestran en la Tabla 6.2. y Tabla 6.3.

Tabla 6.3. Especificaciones de la señal pulso-PRBS para el supercondensador

Parámetro	Valor
Amplitud pulso de corriente (I)	10 A
Duración del pulso de corriente (t_{pulso})	60 s
ΔSOC	7.4 %
Número de bits de PRBS (n)	5
Frecuencia del reloj de PRBS (f_{clk})	0,2 Hz
Amplitud señal PRBS (a)	7 A
Período de la señal PRBS (T_{PRBS})	155 s
Tiempo de reposo	120 s

En todos los casos, la nueva señal de identificación tiene características que cubren al perfil de corriente de verificación, lo que permitirá obtener una mayor precisión de los parámetros de la batería y del supercondensador durante el proceso de identificación.

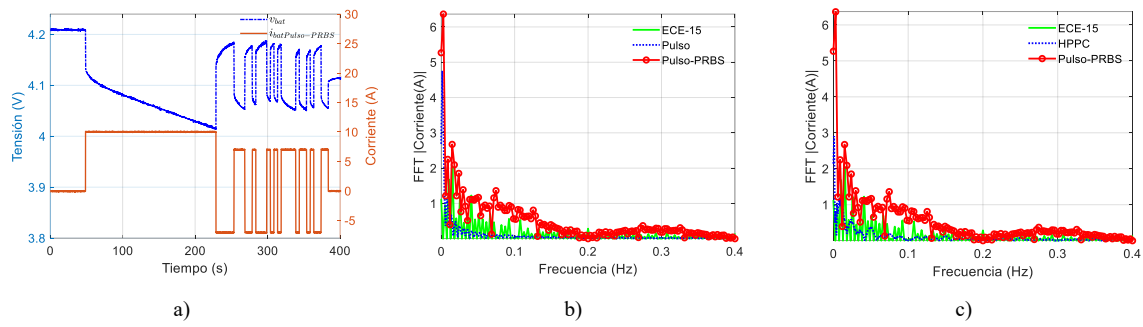


Figura 6.10. Respuesta temporal y espectral de las señales de identificación aplicadas a la batería: a) Señal de identificación Pulso-PRBS, b) FFT de ECE-15, Pulso y Pulso-PRBS, c) FFT de HPPC, Pulso y Pulso-PRBS.

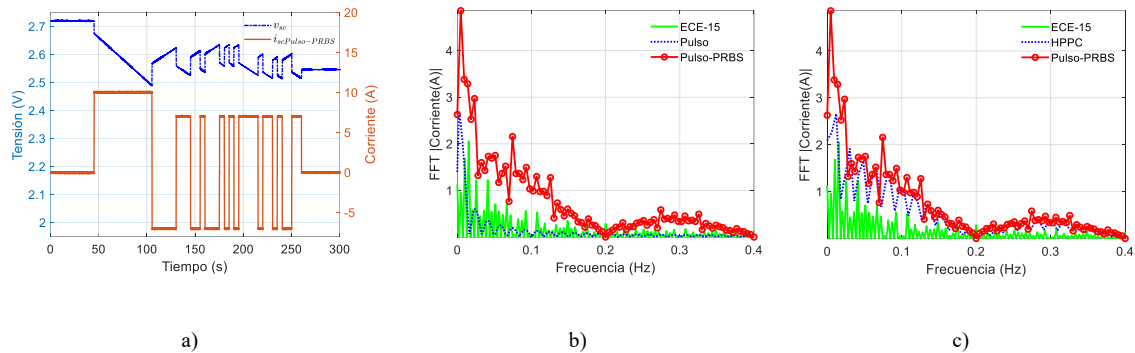


Figura 6.11. Respuesta temporal y espectral de las señales de identificación aplicadas al supercondensador: a) Señal de identificación Pulso-PRBS, b) FFT de ECE-15, Pulso y Pulso-PRBS, c) FFT de HPPC, Pulso y Pulso-PRBS.

6.4 MONTAJE EXPERIMENTAL

Para obtener los conjuntos de datos experimentales necesarios para la identificación y verificación del modelo, se realiza el análisis a una batería de polímero ion-Litio HRB 8048145 con una tensión nominal de 3,7 V y una capacidad de 5 Ah.

El supercondensador utilizado es una celda cilíndrica Maxwell BCAP3000 con una tensión nominal de 2,7V y una capacidad de 3000 F, las especificaciones de las celdas están mostradas en la Tabla 6.4. y Tabla 6.5.

Tanto la batería como el supercondensador utilizado corresponden con los empleados en el capítulo 4 y 5, respectivamente.

Tabla 6.4. Especificaciones técnicas de la batería de ion-litio HRB 8048145

Parámetro	Valor
Tensión nominal	3,7 V
Capacidad nominal	5 Ah
Tensión máxima	4,20 V
Tensión mínima	2,75 V
Corriente de carga	5 C (1 C = 5 Ah)
Corriente de descarga continua	50 C

Tabla 6.5. Especificaciones técnicas del supercondensador BCAP3000

Parámetro	Valor
Tensión nominal	2,7 V
Capacitancia nominal	3000 F
Tensión máxima	2,85 V
Corriente máxima	1900 A

Las diferentes señales de identificación y verificación, que incluye el frenado regenerativo, en la aplicación de la industria del automóvil, se obtienen a partir de una carga programable (Chroma 63206A-600) sincronizada con una fuente de potencia (Sorensen SGI400/38).

La Figura 6.12, muestra el diagrama de conexión de la batería o supercondensador, con la tarjeta de adquisición de datos (MyDAQ) de National Instruments®, utilizada para las medidas de tensión y corriente.

La corriente es obtenida a través del sensor de efecto Hall (HTB 50-P LEM). Toda la adquisición de datos se sincroniza a través del software LabVIEW®, tal como se muestra en el Anexo A.1.

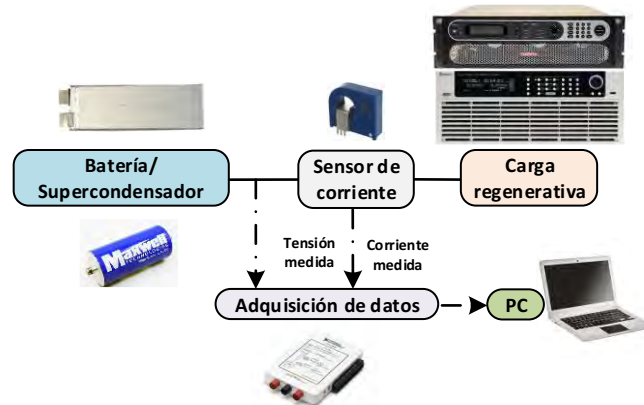


Figura 6.12. Conjunto experimental para la adquisición de datos de la batería y supercondensador

6.5 IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS

En [139] y en el capítulo 3 de este documento, se presenta el procedimiento de estimación offline de parámetros, con la herramienta de Simulink® Design Optimization™ de Matlab, donde se pueden obtener los diferentes parámetros de identificación a través de una interfaz de usuario.

Para cada modelo, se modifican tanto los parámetros del circuito de simulación como la señal de corriente de entrada pseudoaleatoria. El flujo de operación se muestra en la Figura 6.13, y se detalla en el capítulo 3. La herramienta recalcula en cada iteración los parámetros del modelo en Simulink/Simscape, tras lo cual aplica de nuevo el mismo perfil de corriente de identificación. El proceso de iteración se repite hasta que el error es lo suficientemente pequeño, por defecto menor a 0,001 por unidad.

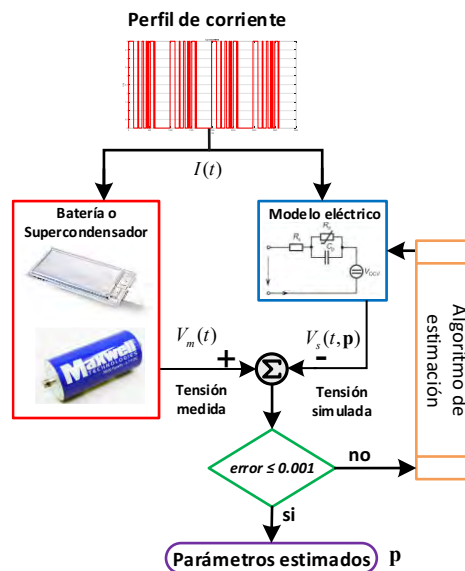


Figura 6.13. Diagrama de flujo del procedimiento de identificación en Matlab

En el cuadro de diálogo de la herramienta de estimación de parámetros de Simulink, Figura 6.14, se muestra la comparativa de la tensión experimental y simulada del modelo de

batería o supercondensador, así como la evolución de los parámetros obtenidos para el modelo, aplicando la función coste de optimización de mínimos cuadrados. El procedimiento de utilización del interfaz de usuario paso a paso se puede encontrar en [5].

Los parámetros de cada modelo, obtenidos del proceso de identificación mediante la utilización del perfil de identificación basado en la señal pulso-PRBS, se detallan en las tablas del apartado 6.8.

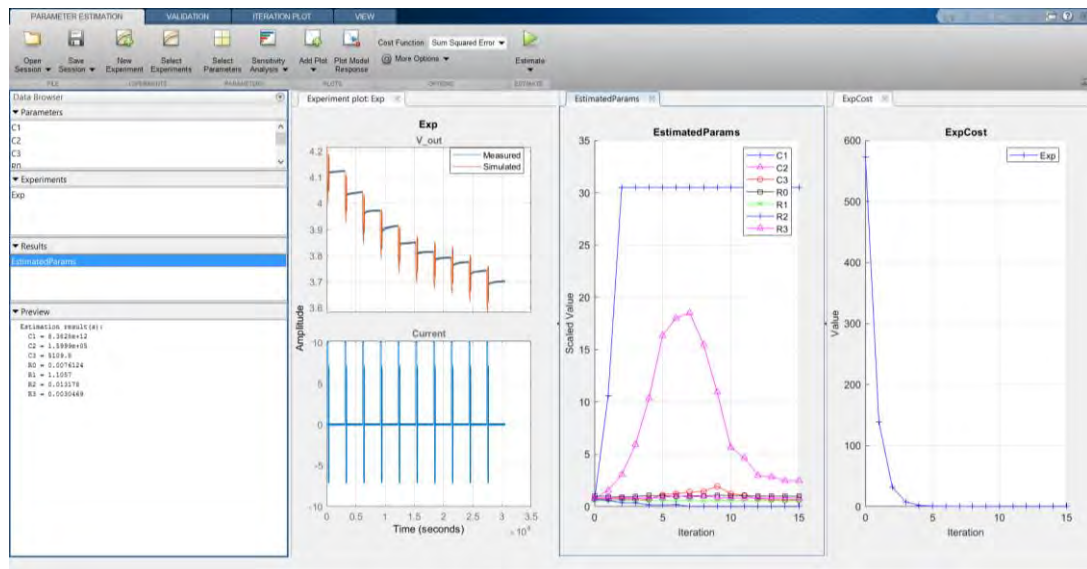


Figura 6.14. Interfaz de Simulink Design Optimization

6.6 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Sobre la tensión de salida de los circuitos eléctricos equivalentes seleccionados para modelar la batería y supercondensador, se aplican distintas métricas estadísticas, a partir de la identificación con la señal de Pulso, Figura 6.3. a) y Figura 6.4. a), y la señal propuesta Pulso-PRBS, Figura 6.10. a) y Figura 6.11. a).

Los resultados para la batería se muestran en la Figura 6.15. La respuesta temporal de la tensión de salida experimental, comparada con el perfil de corriente del modelo, utilizando identificación de Pulso e identificación de Pulso-PRBS, se muestran en la Figura 6.15. a) para el perfil ECE-15, y en la Figura 6.15. e) para el ciclo HPPC. El error relativo promedio y máximo cometido con la medida experimental de la tensión para el perfil ECE-15, se muestra en la Figura 6.15. b) y la Figura 6.15. c). El error cuadrático medio (RMSE) en voltios también para el perfil de verificación ECE-15, se muestra en la Figura 6.15. d). Desde la Figura 6.15. f) a la Figura 6.15. h), se muestran las mismas comparativas estadísticas para el caso de la batería, pero en este caso para el perfil de verificación HPPC. Los valores numéricos de las comparativas se resumen en la Tabla 6.6.

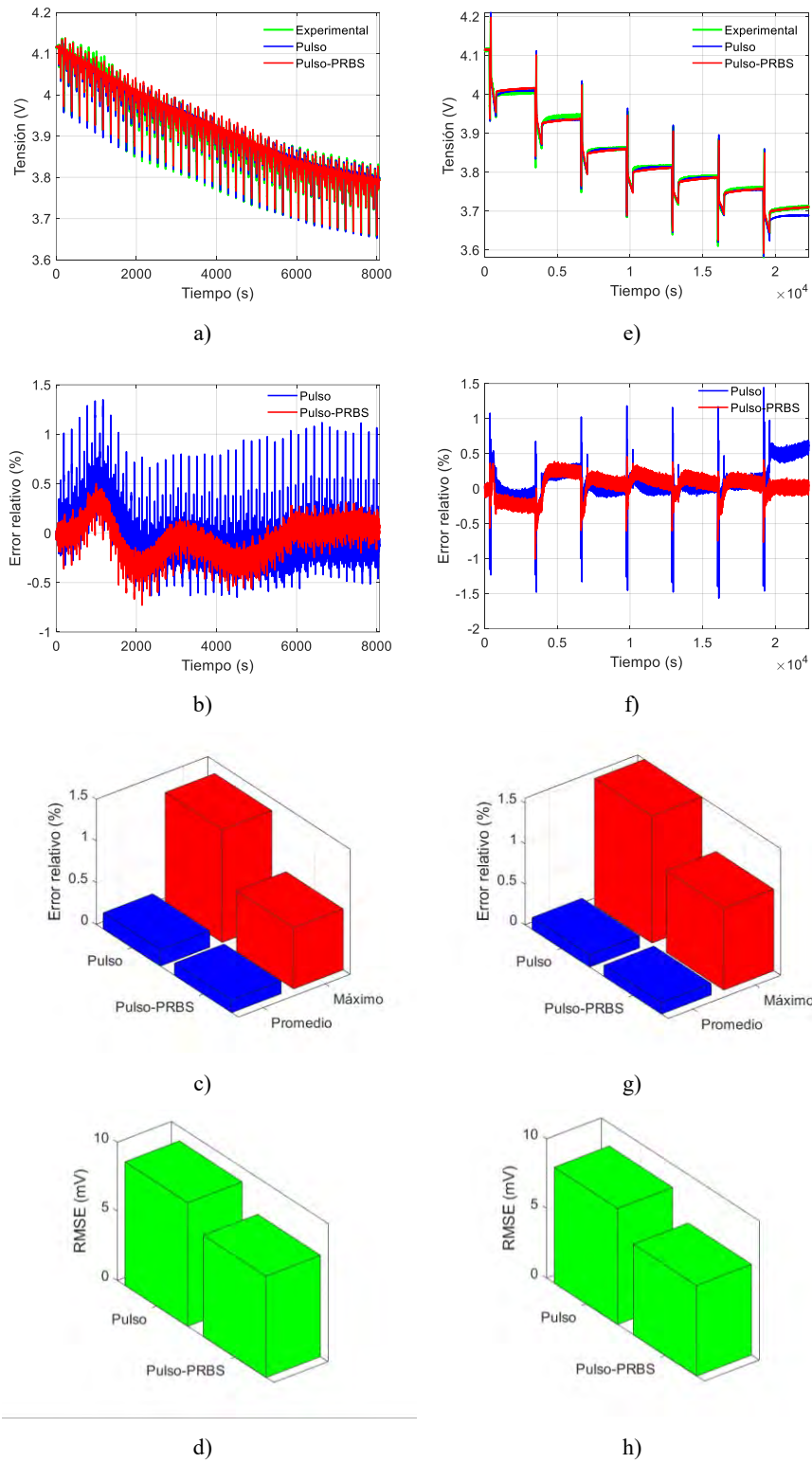


Figura 6.15. Datos simulados y experimentales de la batería, para el perfil de identificación pulso y pulso-PRBS. Para ECE-15: a) respuesta temporal, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) error cuadrático medio (RMSE). Para HPPC: e) respuesta temporal, f) error relativo, g) error relativo promedio y máximo, h) error cuadrático medio (RMSE).

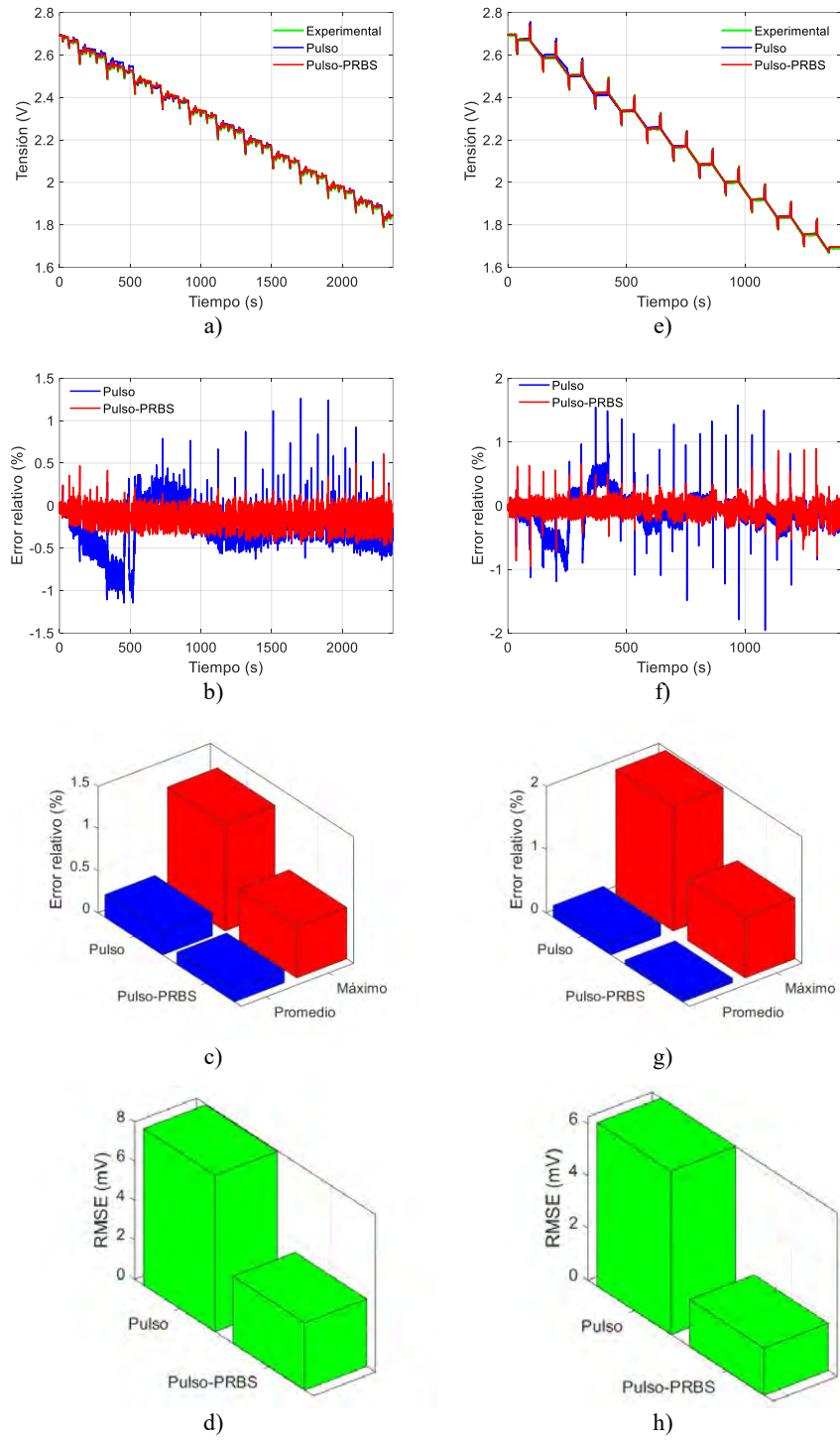


Figura 6.16. Datos simulados y experimentales del supercondensador, para el perfil de identificación pulso y pulso-PRBS. Para ECE-15: a) respuesta temporal, b) error relativo, c) error relativo promedio y máximo, d) error cuadrático medio (RMSE). Para HPPC: e) respuesta temporal, f) error relativo, g) error relativo promedio y máximo, h) error cuadrático medio (RMSE).

Tabla 6.6. Comparación de la precisión del modelo de la batería con el método de identificación basado en pulso y en pulso-PRBS

Perfil de identificación	ECE-15			HPPC		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
Pulso	1,3492	0,1944	8,9408	1,5640	0,1476	8,3256
Pulso-PRBS	0,7292	0,1492	7,3320	1,0066	0,1381	6,5042
Reducción (%)	45,95	23,25	17,99	35,64	6,44	21,88

Los resultados obtenidos del análisis del supercondensador se muestran en la Figura 6.16. La respuesta temporal de la tensión de salida experimental, comparada con el perfil de corriente de identificación de Pulso y Pulso-PRBS, se muestran en la Figura 6.16. a) para el perfil ECE-15, y en la Figura 6.16. e) para el ciclo HPPC. El error relativo promedio y máximo cometido con la medida experimental de la tensión para el perfil ECE-15, se muestra en la Figura 6.16. b) y la Figura 6.16. c). El RMSE en voltios también para el perfil de verificación ECE-15, se muestra en la Figura 6.16. d). Desde la Figura 6.16. f) a la Figura 6.16. h), se muestran las mismas comparativas estadísticas para el caso de la batería, pero en este caso para el ciclo HPPC. Los valores numéricos de las comparativas, se resumen en la Tabla 6.7.

Tabla 6.7. Comparación de la precisión del supercondensador con el método de identificación basado en pulso y en pulso-PRBS

Perfil de identificación	ECE-15			HPPC		
	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)	Error relativo máximo (%)	Error relativo promedio (%)	Error cuadrático medio (mV)
Pulso	1,2618	0,2707	7,9453	1,9577	0,1896	6,2725
Pulso-PRBS	0,6077	0,1442	3,4155	0,9576	0,0692	1,8087
Reducción (%)	51,84	46,73	57,01	51,06	63,50	71,16

Se concluye de los resultados obtenidos, que la identificación con la señal Pulso-PRBS mejora la precisión para los modelos de batería y supercondensadores. En la mayoría de los casos, la mejora es más evidente en la identificación del supercondensador, donde la mayor reducción del error se da en el error cuadrático medio, 71,16%, para el perfil de verificación HPPC, y la menor en el error relativo promedio, 46,73%, para el perfil de verificación ECE-15. En el caso de la batería, la reducción es menor que en el caso del supercondensador, debido a la respuesta dinámica de sus constantes de tiempo. En este caso, la mayor reducción es del 45,95% en el error relativo máximo, para el perfil de verificación ECE-15, y la menor reducción, del 6,44%, se produce en el error relativo promedio, para el perfil de verificación HPPC.

6.7 CONCLUSIONES

El método de carga o descarga con pulsos de corriente, utilizados comúnmente para la identificación de baterías o supercondensadores, no cubre completamente el espectro en magnitud y frecuencia del perfil de verificación que se utilizan para la comprobación de estos modelos, por lo que los modelos identificados a partir estos perfiles de identificación, no consiguen la precisión suficiente como para reproducir el comportamiento de las baterías y supercondensadores, fielmente, aunque pueden ser válido para algunas de las aplicaciones.

Para resolver esta deficiencia y reducir el error de precisión del modelado, se ha diseñado una señal de identificación denominada pulso-PRBS, basada en la respuesta espectral del perfil de verificación a utilizar. Esta nueva señal de identificación es fácil de reproducir, y el procedimiento de identificación de parámetros se simplifica con la herramienta de optimización en Simulink, utilizando un algoritmo de identificación basado en mínimos cuadrados, descrito en el capítulo 3.

La metodología y análisis utilizados en este capítulo ayudan a una mejor comprensión de las características que debe tener la señal de identificación, para identificar cualquier modelo de batería o supercondensador. Debido a la flexibilidad que proporciona el análisis a través de Simulink, la señal de identificación puede ser modificada de una manera sencilla, para comprobar los efectos de utilizar una y otra señal de identificación, en la precisión del resultado final.

Durante el diseño de la señal pulso-PRBS se obtiene información sobre el ancho de banda y duración del pulso apropiados, para obtener la precisión óptima en el procedimiento de identificación.

Los resultados obtenidos al utilizar la señal de identificación pulso-PRBS, en comparación con la señal de identificación pulso, han sido favorables en todos los casos, siendo especialmente destacados para el caso del modelo aplicado al supercondensador. En este sentido, el error cuadrático medio para el supercondensador se ha mejorado por encima de un 50%, para cualquiera de los dos perfiles de verificación utilizados. En el caso de la batería, el error cuadrático medio se ha mejorado por encima del 17%, para ambos perfiles de verificación.

6.8 VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS DE BATERÍAS Y SUPERCONDENSADORES

Tabla 6.8. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con pulso de corriente

Parámetro	SOC (%)									
	9,60	19,59	29,61	39,67	49,72	59,81	69,87	79,91	89,96	100
OCV (V)	3,708	3,754	3,782	3,803	3,834	3,887	3,959	4,020	4,116	4,207
R_0 (m Ω)						5,223				
R_1 (m Ω)						5,135				
R_2 (m Ω)						4,489				
R_3 (k Ω)						4,077				
C_1 (F)						454,7				
C_2 (kF)						100,9				
C_3 (MF)						639,76				

Tabla 6.9. Parámetros del modelo de Thevenin de tercer orden con pulso-PRBS de corriente

Parámetro	SOC (%)									
	14,85	24,39	33,96	43,46	52,92	62,37	71,85	81,37	90,78	100
OCV (V)	3,7460	3,778	3,795	3,817	3,853	3,9183	3,9756	4,0475	4,1260	4,2126
		9	2	7	1					
R_0 (m Ω)						7,6124				
R_1 (Ω)						1,1057				
R_2 (m Ω)						13,178				
R_3 (m Ω)						3,0469				
C_1 (MF)						8,3828				
C_2 (MF)						15,999				
C_3 (kF)						5,1098				

Tabla 6.10. Parámetros del Modelo Serie con pulso de corriente

Parámetro	Tensión (V)						
	1,5853	1,7781	1,9679	2,1606	2,3475	2,5366	2,7235
C_s (k Ω)	3,7904	3,1667	4,668	3,5562	4,587	3,112	3,2041
R_1 (Ω)	1,2445	0,54135	8,3459	1,8846	8,7012	8,3536	6,5584
C_1 (kF)	6,981	10,431	5,8627	8,0288	9,6249	0,2974	0,1064
R_2 (m Ω)	5,822	5,902	5,633	6,248	5,495	4,434	8,169
C_2 (F)	0,9050	0,4328	2,1467	0,9504	1,1707	0,2679	0,6425
R_s ($\mu\Omega$)				73,591			
R_3 (m Ω)				18,249			
C_3 (F)				533,36			
R_4 (k Ω)				95,681			
C_4 (kF)				2,8095			
R_{lk} (k Ω)				1,4996			

Tabla 6.11. Parámetros del Modelo Serie con pulso-PRBS de corriente

Parámetro	Tensión (V)						
	1,6645	1,8445	2,0232	2,1997	2,3768	2,5509	2,7248
C_s (k Ω)	3,1085	3,1301	3,1539	3,1721	3,2023	3,2126	3,3045
R_1 ($\mu\Omega$)	83,571	56,441	3,8054	129,57	145,83	88,46	257,63
C_1 (F)	1,9864	14,799	2,7567	3202,2	875	296,61	1365,12
R_2 (m Ω)	4,462	4,455	4,541	4,449	4,517	4,433	4,705
C_2 (F)	0,8913	0,5945	0,03037	0,011659	0,19211	0,4676	0,8903
R_s ($\mu\Omega$)				86,733			
R_3 (Ω)				1,067			
C_3 (F)				3,1052			
R_4 (Ω)				169,03			
C_4 (F)				195,94			
R_{lk} (k Ω)				866,67			

Capítulo 7

7 SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS CON FUENTES DE ENERGÍA SECUNDARIA

7	SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS CON FUENTES DE ENERGÍA SECUNDARIA	113
7.1	INTRODUCCIÓN	115
7.2	MODELADO DE LA PILA DE COMBUSTIBLE, BATERÍA Y SUPERCONDENSADOR	116
7.3	CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR NO INVERTIDO	119
7.3.1	Modulador PWM	121
7.3.2	Modelado promediado del convertidor NIBB	126
7.3.3	Lazo de control interno de corriente	127
7.3.4	Lazo de control externo de tensión	129
7.3.5	Dimensionamiento de los componentes del convertidor NIBB	130
7.3.6	Cálculo de los reguladores para el convertidor NIBB	131
7.3.7	Simulación temporal con PSIM y Matlab	133
7.4	GESTIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN VEHICULOS ELECTRICOS HÍBRIDOS	140
7.5	CONCLUSIONES	144

7.1 INTRODUCCIÓN

En los vehículos eléctricos híbridos es habitual contar con más de una fuente de energía. Así, por ejemplo, en los vehículos eléctricos híbridos basados en la utilización de una pila de combustible, la fuente de energía principal es una pila de combustible, y la fuente de energía secundaria puede ser una batería, un supercondensador, o ambos. En este sentido, se han desarrollado numerosas arquitecturas para el sistema de distribución de energía de vehículo eléctricos híbridos, con combinan estos tipos de fuentes [147].

En la Figura 7.1, se muestra un ejemplo de arquitectura, donde la fuente de energía principal es una pila de combustible, la cual está conectada al bus a través de un convertidor unidireccional; la primera y segunda fuente de energía secundaria es una batería y un supercondensador, respectivamente, ambos conectados al bus a través de dos convertidores CC-CC bidireccionales. Es posible encontrar en el estado de la técnica otras arquitecturas similares, en las cuales o bien la batería y el supercondensador intercambian la posición indicada en la Figura 7.1, o bien se conectan al bus directamente, o simplemente una de ellas no se utiliza, reduciéndose la arquitectura al uso de una única fuente de energía principal y otra secundaria.

Uno de los elementos utilizadas en estas arquitecturas suele ser un convertidor bidireccional, como se ha mencionado anteriormente. Así, en aplicaciones de alta eficiencia y sin aislamiento, el convertidor Reductor-Elevador no invertido (*Non-inverting Buck-Boost converter*, NIBB), o también denominado como convertidor Reductor-Elevador de cuatro interruptores, suele ser una de las opciones habitualmente seleccionadas, ya que presenta una menor tensión en los dispositivos de potencia, menos componentes pasivos, una tensión de salida no invertida, y además tiene la capacidad de aumentar y disminuir la tensión de salida respecto de la de entrada.

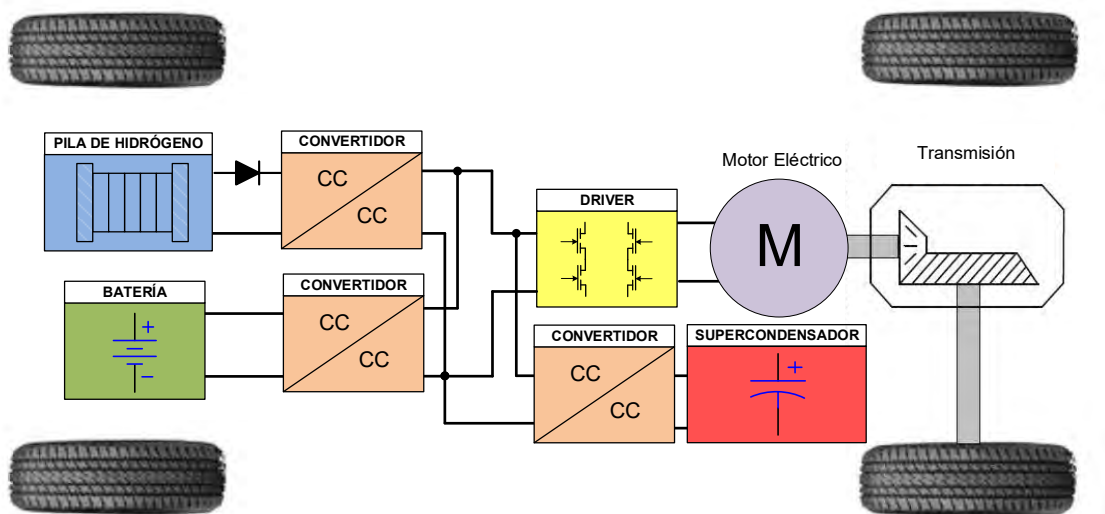


Figura 7.1. Arquitectura de distribución de potencia para un vehículo eléctrico híbrido basado en pila de combustible.

Para el control de los convertidores, generalmente se utiliza una estructura de control compuesta por dos lazos. En el lazo externo se utiliza una de las siguientes variables tensión, energía, o potencia de salida; mientras que en el lazo interno se emplea una variable interna al convertidor, como la corriente, la cual sigue al parámetro de salida producido por el controlador externo. Los dos bucles están desacoplados en el dominio de la frecuencia para permitir un diseño independiente tal y como se describe en [148].

En este caso, la tensión de salida v_{out} se elige como parámetro de control para el lazo externo, y representa por ejemplo la tensión en el bus del sistema de distribución de potencia. Para ello, se usa como referencia la tensión v_{ref} . La salida del regulador del lazo externo se utiliza como señal de referencia de corriente i_{ref} para el lazo de corriente interno, cuyo parámetro a controlar es la corriente de la bobina del convertidor, i_L , como se muestra en la Figura 7.2. El lazo de control interno genera la señal moduladora v_{mod} que mediante la comparación de una señal portadora v_{carr} genera los disparos PWM de los interruptores del convertidor CC-CC.

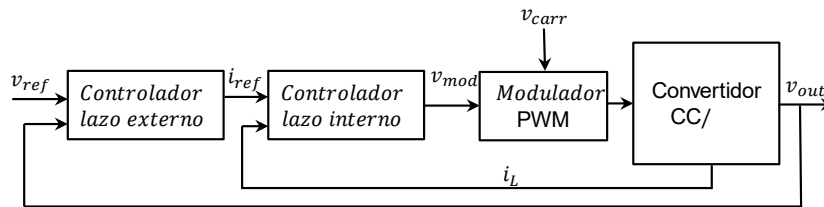


Figura 7.2. Estructura del control para el convertidor NIBB.

El diseño del control de los convertidores bidireccional para este tipo de aplicaciones requiere atender a la información de alto nivel del sistema, que marca tanto del modo de funcionamiento y el nivel de la potencia a transferir, así como de la dirección del flujo de potencia.

En este capítulo, se propone la combinación de diferentes técnicas de control aplicables al convertidor NIBB, algunas de ellas recogidas en el estado de la técnica, junto con la utilización de técnicas de *Feedforward* para los distintos modos de funcionamiento. De esta manera, se pretende atender y optimizar las necesidades de propulsión y frenado regenerativo, presente en este tipo de aplicaciones. Además, se pretende mostrar el funcionamiento de estos convertidores, junto a alguno de los modelos de baterías y supercondensadores descritos en capítulos anteriores, así como en una estructura completa de sistema de distribución de energía.

7.2 MODELADO DE LA PILA DE COMBUSTIBLE, BATERÍA Y SUPERCONDENSADOR

En este apartado se van a mostrar los modelos seleccionados e identificados para la fuente de energía principal y las fuentes de energía secundarias: pila de hidrógeno, batería y supercondensador. Estos modelos permitirán simular y verificar la respuesta estática y dinámica de la corriente y tensión del sistema de distribución de potencia del vehículo.

El tipo de **pila de combustible** utilizada habitualmente en transporte, y en este capítulo en concreto, es de membrana polimérica tipo PEM.

Este tipo de pilas de combustible han sido estudiadas y modeladas, disponiéndose en el estado de la técnica de modelos probados, tal como el modelo eléctrico equivalente de la Figura 7.3. Este modelo es descrito y desarrollado experimentalmente en [147] y [149] para una pila de combustible NEXA Ballard de 1,2 kW.

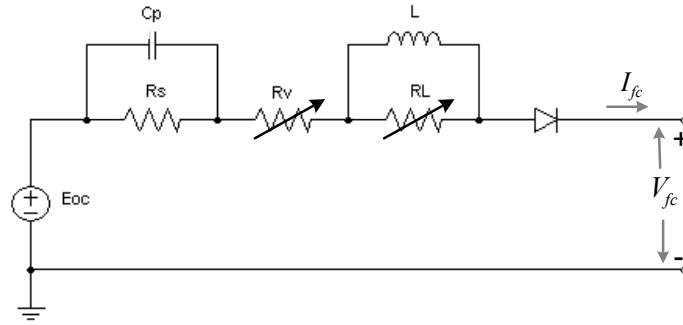


Figura 7.3. Modelo eléctrico detallado de la pila de combustible PEM.

Este modelo es el modelo seleccionado para las simulaciones realizadas en este capítulo. Los valores de los parámetros que componen su versión simplificada o estática, y completa o dinámica se muestran en la Tabla 7.1 y Tabla 7.2:

Tabla 7.1. Parámetros del modelo estático de la pila de combustible [147]

$i_{fc}(A)$	$R_v(i_{fc})$	$i_{fc}(A)$	$R_v(i_{fc})$
1	1,780	25	0,312
2	1,080	30	0,279
3	1,013	35	0,251
4	0,905	40	0,229
5	0,820	42	0,225
8	0,630	43	0,222
10	0,550	44	0,221
15	0,427	45	0,227
20	0,358		

Tabla 7.2. Parámetros del modelo dinámico de la pila de combustible [147]

$i_{fc}(A)$	$\tau_{10}(s)$	$R_L(i_{fc})$	$L(i_{fc})$
4,127	5,012	0,083	3,970
9,156	6,122	0,126	7,352
14,190	4,210	0,0113	4,528
19,20	8,320	0,126	10,023
24,23	8,86	0,067	5,688
29,41	7,54	0,092	5,599
34,450	6,20	0,073	4,298
39,450	3,040	0,067	1,974
44,480	1,50	0,026	0,375

El siguiente modelo necesario para la simulación del sistema de distribución de potencia completo, o de parte del sistema, es el modelo de **batería de ion-litio**. En este caso, se ha seleccionado un modelo de batería tipo Thevenin con tres redes RC constantes como se muestra en la Figura 7.4, y que fue analizado y descrito en el capítulo 6.

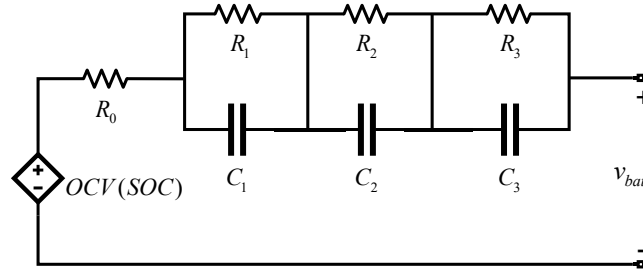


Figura 7.4. Modelo batería tipo Thevenin con tres redes RC constantes

La batería modelada corresponde a una batería compuesta por 71 celdas tipo B38120SP de 3,2V y 8Ah. Para la obtención de los parámetros de la batería se ha utilizado la técnica de identificación propuesta y descrita en el capítulo 6, basada en el uso de la señal Pulso-PRBS, así como el procedimiento de identificación descrito en el capítulo 3.

Los parámetros del modelo se muestran en la Tabla 7.3:

Tabla 7.3. Parámetros del modelo de Thevenin, extraídos mediante la señal de identificación de corriente tipo pulso-PRBS .

Parámetro	SOC (%)									
	13,46	23,08	32,72	42,31	51,97	61,64	71,28	80,85	90,34	100
OCV (V)	224,09	226,74	229,30	230,16	230,27	230,37	231,07	232,07	233,02	248,93
R_0 (mΩ)						426,92				
R_1 (mΩ)						278,84				
R_2 (mΩ)						208,34				
R_3 (mΩ)						183,72				
C_1 (F)						186,31				
C_2 (F)						6138				
C_3 (F)						12471				

Finalmente, el modelo seleccionado para representar el funcionamiento del **supercondensador** es el modelo serie descrito y analizado en el capítulo 5, Figura 7.5.

Para la identificación de este modelo, también se ha utilizado la señal de identificación descrita en el capítulo 6, basada en el uso de la señal pulso-PRBS, y el procedimiento de descrito en el capítulo 3.

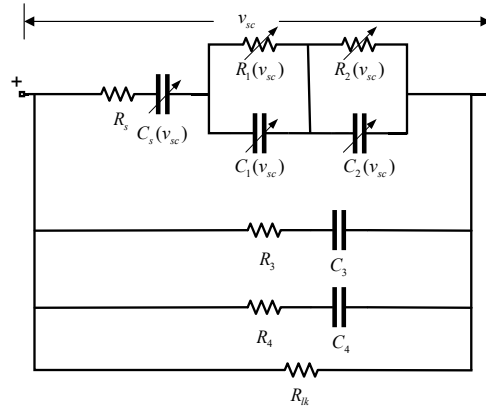


Figura 7.5. Modelo de supercondensador Serie equivalente del supercondensador

El supercondensador completo está compuesto por 18 módulos conectados en serie del supercondensador tipo BMOD0058 E016 B02 de 58F y 16 VDC. Los valores de los parámetros extraídos del modelo se muestran en la Tabla 7.4:

Tabla 7.4. Parámetros del Modelo Serie, extraídos mediante la señal de identificación de corriente tipo pulso-PRBS.

Parámetro	Tensión (V)					
	134,21	151,53	168,20	185,11	215,59	281,7
C_s (F)	193,18	194,105	193,313	192,611	189,649	191,242
R_1 (k Ω)	70,256	58,635	65,554	73,419	88,567	130,95
C_1 (F)	93,189	94,108	93,305	92,606	89,578	91,96
R_2 (k Ω)	70,256	58,635	65,554	73,419	88,567	130,98
C_2 (F)	63,167	65,761	89,634	72,895	85,987	61,320
R_s (m Ω)			131,13			
R_3 (Ω)			0,4489			
C_3 (F)			3,5614			
R_4 (k Ω)			394,20			
C_4 (F)			175,49			
R_{lk} (k Ω)			15,407			

7.3 CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR NO INVERTIDO

En la Figura 7.6 se muestra la topología del convertidor reductor elevador no invertido, NIBB, el cual se utiliza en aplicaciones con un amplio rango de tensión de entrada como cargadores de baterías, aplicaciones solares, vehículos eléctricos con pila de hidrógeno, correctores de factor de potencia, entre otras [150], [151], [60], [152]. Este convertidor consta de cuatro interruptores S_1, S_2, S_3, S_4 , un inductor L y un condensador de entrada C_{in} y otro de salida C_{out} . En la Figura 7.6 se ha incluido la resistencia parásita de la bobina, r_L , que se considerará en algunas partes del estudio llevado a cabo.

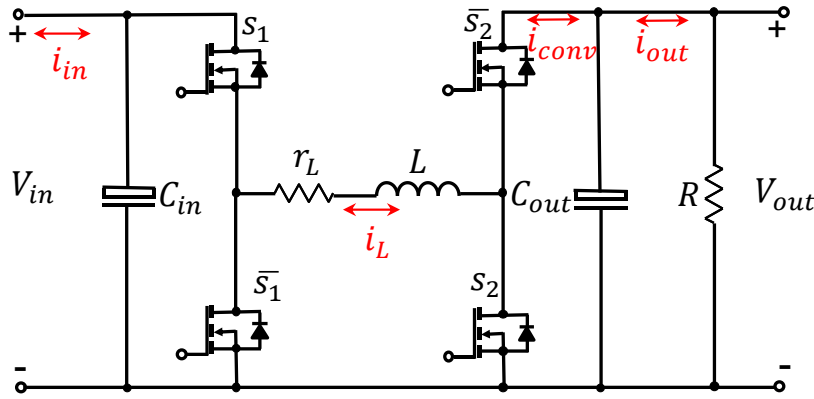


Figura 7.6. Topología del convertidor NIBB.

El convertidor NIBB tiene tres modos de funcionamiento, modo reductor (*Buck*), modo reductor-elevador (*Buck-Boost*) y modo elevador (*Boost*), como se muestra en la Figura 7.7 a), b) y c), los cuales dependen del orden de activación de los interruptores.

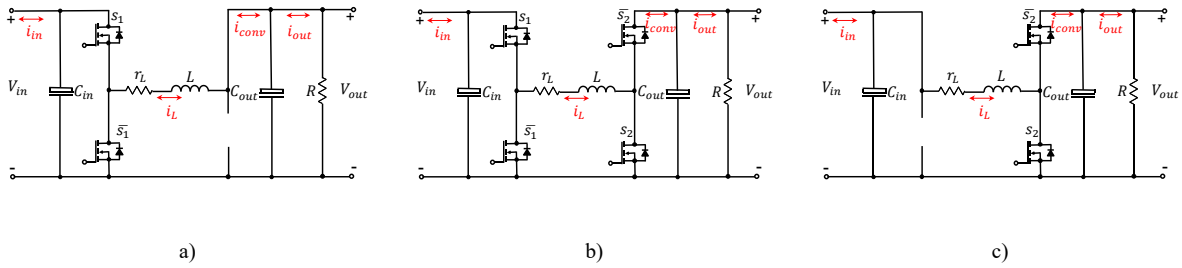


Figura 7.7. Modos del funcionamiento del convertidor NIBB: a) Reductor, b) Reductor-Elevador y c) Elevador.

El funcionamiento en modo *Buck-Boost* es el más simple de controlar debido a que al conmutar el interruptor S_1 y S_2 , directamente se controlan los otros interruptores en modo complementario. Sin embargo, este modo produce los mayores niveles de corriente por la bobina, para una misma potencia y tensión de salida, como se describe en [153]. Esto se demuestra en las expresiones (7.1) mediante el cálculo de la corriente media por la bobina, para cada modo, con la misma carga resistiva R .

$$\begin{aligned}
 \text{Buck} \quad \bar{i}_L &= \frac{V_{out}}{R} \\
 \text{Buck-Boost} \quad \bar{i}_L &= \frac{V_{out}}{R} \left(1 + \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \\
 \text{Boost} \quad \bar{i}_L &= \frac{V_{out}}{R} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Como se puede apreciar, la corriente media por el convertidor *Buck-Boost* es mayor que la corriente media por el convertidor *Boost*, que a su vez es mayor que la corriente media para el convertidor *Buck*.

La reducción de corriente media por la bobina es un método eficaz para aumentar la eficiencia general del convertidor, por lo que el objetivo es el funcionamiento en los modos *Buck* y *Boost*, tratando de reducir al mínimo el funcionamiento en modo *Buck-Boost*.

7.3.1 Modulador PWM

La variación del ciclo de trabajo a través de la modulación por ancho de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*), se realiza mediante el modulador que generara los pulsos de disparo de los interruptores. El modulador puede ser realizado de dos maneras equivalentes, como se muestra en la Figura 7.8 [154]. Una primera alternativa es mediante una señal moduladora v_{mod} escalada y comparada con la señal portadora v_{carr} , Figura 7.8. a), como se describe en [155]. En la segunda implementación, descrita en [156], la señal portadora es escala para ser comparada con la señal moduladora, como se muestra en la Figura 7.8. b).

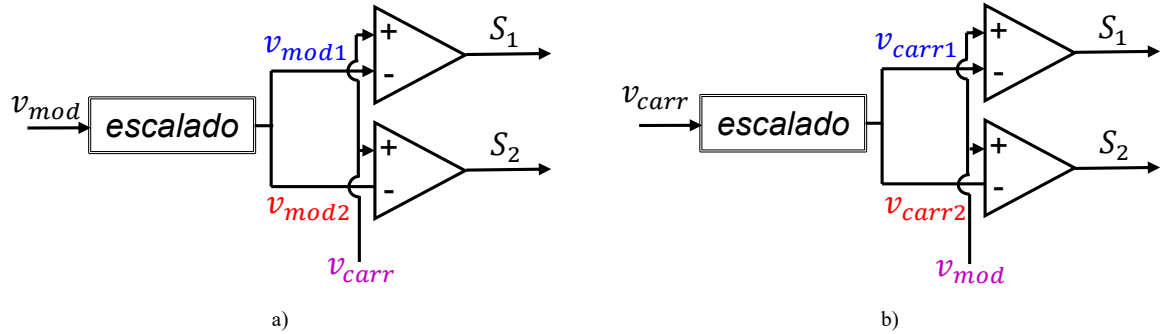


Figura 7.8. Moduladores equivalentes: a) escalado de tensión moduladora, b) escalado de tensión portadora.

En el presente capítulo se ha optado por la utilización de la segunda estrategia de modulación, Figura 7.8. b). Para ello es necesario definir los valores máximos y mínimos de las señales portadoras, 0 y V_{max} , y los valores intermedios de intersección V_{high} y V_{low} para obtener una transición suave en la zona de funcionamiento *Buck-Boost*, como se muestra en la Figura 7.9, con periodo de conmutación de T_{sw} .

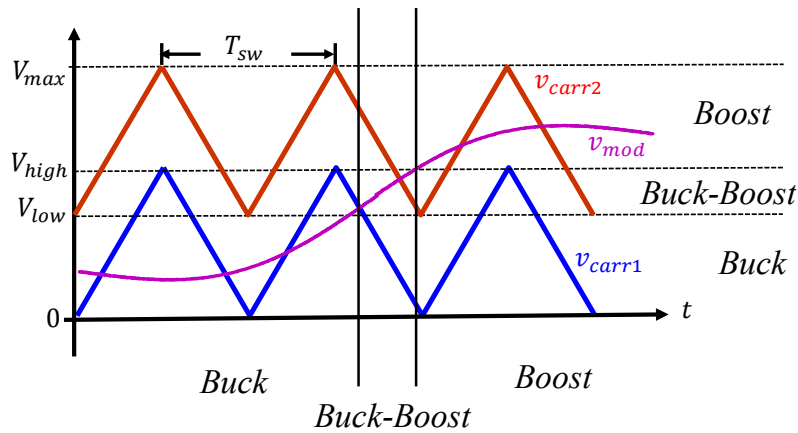


Figura 7.9. Señales del modulador con escalado de la tensión portadora

El cálculo de la ganancia del convertidor, $M (V_{out}/V_{in})$, se analiza en cada modo de funcionamiento.

En modo *Buck*, este análisis se realiza a partir de la Figura 7.7. a), y a través del balance de energía en la bobina, Figura 7.10:

$$-V_{out} \cdot (1 - D_{buck}) + (V_{in} - V_{out}) \cdot D_{buck} = 0$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D_{buck} \quad (7.2)$$

Atendiendo a la igualdad de la relación geométrica de la zona A y B de la Figura 7.10, se obtiene:

$$\frac{v_{mod}}{D_{buck}} = \frac{V_{high}}{1} \quad (7.3)$$

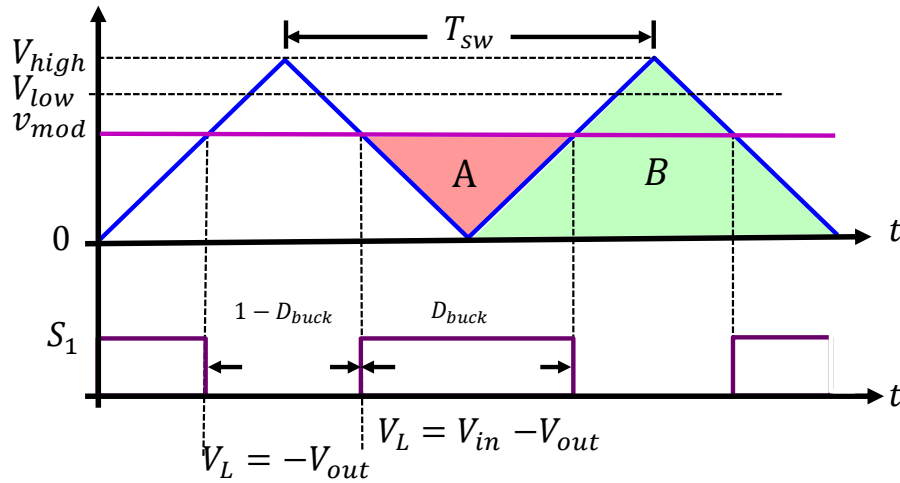


Figura 7.10. PWM en modo *Buck*

De este modo, se obtiene en modo *Buck* la expresión de la ganancia estática mostrada en (7.4):

$$M_{buck} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{v_{mod}}{V_{high}} \quad (7.4)$$

Para el funcionamiento en modo *Buck-Boost*, se aplicará el mismo procedimiento en cuanto a balance de energía por la bobina, a partir de la Figura 7.7. b) y teniéndose en cuenta la Figura 7.11. De esta manera, se obtiene (7.5):

$$-V_{out} \cdot (1 - D_{buck}) + (V_{in} - V_{out}) \cdot (D_{buck} - D_{boost}) + V_{in} \cdot D_{boost} = 0 \quad (7.5)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_{buck}}{1 - D_{boost}}$$

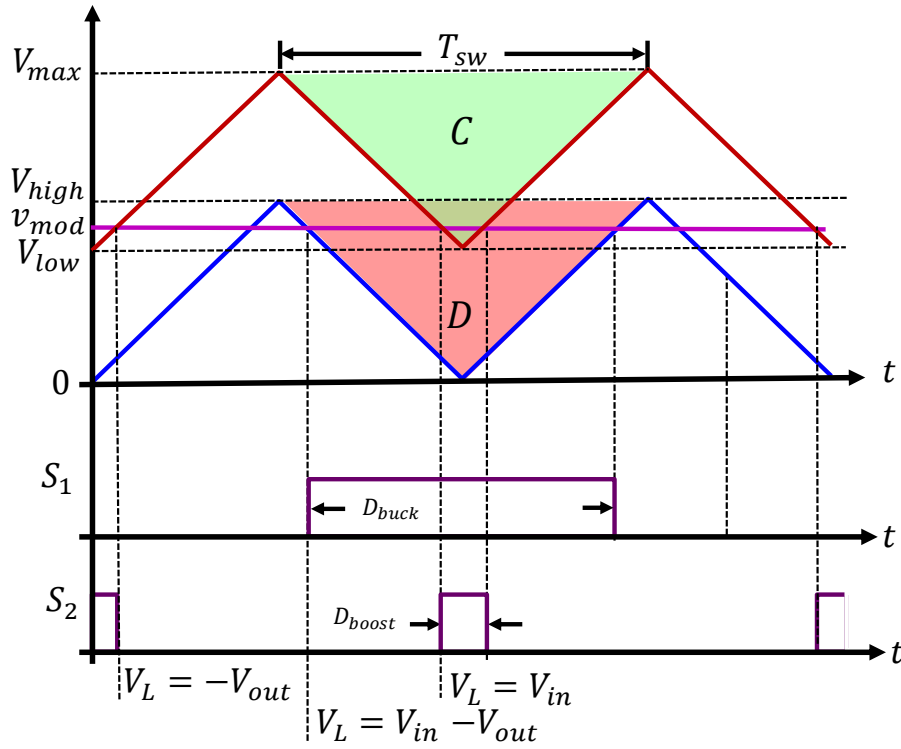


Figura 7.11. PWM en modo Buck-Boost

De la relación geométrica de la zona C de la Figura 7.11, se obtiene (7.6):

$$\frac{v_{mod}}{D_{buck}} = \frac{V_{high}}{1} \quad (7.6)$$

y de la zona D, se obtiene (7.7):

$$\frac{v_{mod} - V_{low}}{D_{boost}} = \frac{V_{max} - V_{low}}{1} \quad (7.7)$$

donde,

$$V_{max} = 2 \cdot V_{high} - (V_{high} - V_{low}) = V_{low} + V_{high} \quad (7.8)$$

Reemplazando (7.6) y (7.7) en (7.5), se obtiene la expresión de la ganancia estática en modo Buck-Boost:

$$M_{buck-boost} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{v_{mod}}{V_{high} + V_{low} - v_{mod}} \quad (7.9)$$

Finalmente, aplicando el balance de energía en modo *Boost* a partir de la Figura 7.7. c) y la Figura 7.12:

$$(V_{in} - V_{out}) \cdot (1 - D_{boost}) + V_{in} \cdot D_{boost} = 0$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_{boost}} \quad (7.10)$$

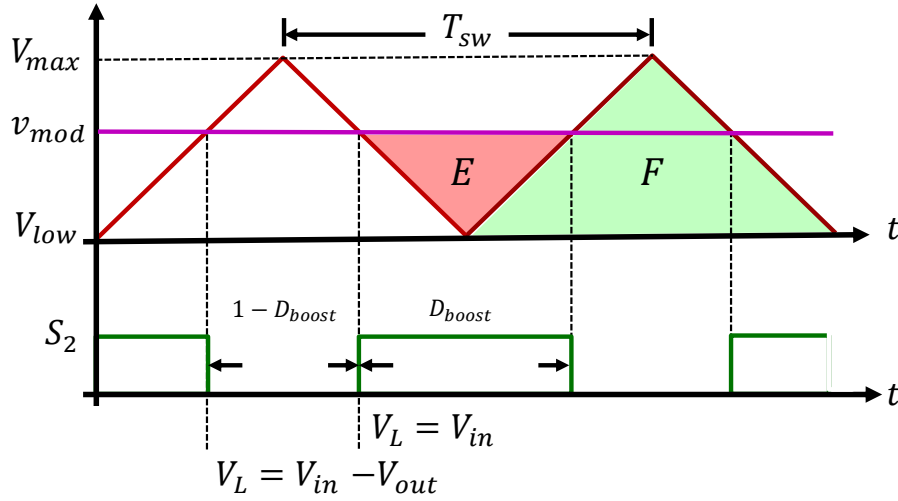


Figura 7.12. PWM en modo *Boost*

De la relación geométrica de la zona E y F de la Figura 7.12, se obtiene:

$$\frac{v_{mod} - V_{low}}{D_{boost}} = \frac{V_{max} - V_{low}}{1} \quad (7.11)$$

Reemplazando (7.11) en (7.10), se obtiene la expresión de la ganancia estática en modo *Boost*:

$$M_{boost} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{high}}{V_{high} + V_{low} - v_{mod}} \quad (7.12)$$

Resumiendo, en (7.13) se muestra las expresiones de la ganancia estática en todos los modos de funcionamiento del convertidor NIBB.

$$\begin{aligned}
 \text{Buck} \quad M_{Buck} &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{v_{mod}}{V_{high}} \\
 \text{Buck-Boost} \quad M_{Buck-Boost} &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{v_{mod}}{V_{high} + V_{low} - v_{mod}} \\
 \text{Boost} \quad M_{Boost} &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{high}}{V_{high} + V_{low} - v_{mod}}
 \end{aligned} \tag{7.13}$$

La representación gráfica de la función de transferencia estática de los modos de funcionamiento se muestra en la Figura 7.13. a), donde se ve una transición suave entre los modos de funcionamiento *Buck* y *Boost*. La Figura 7.13. b) muestra las regiones de operación de cada ciclo de trabajo.

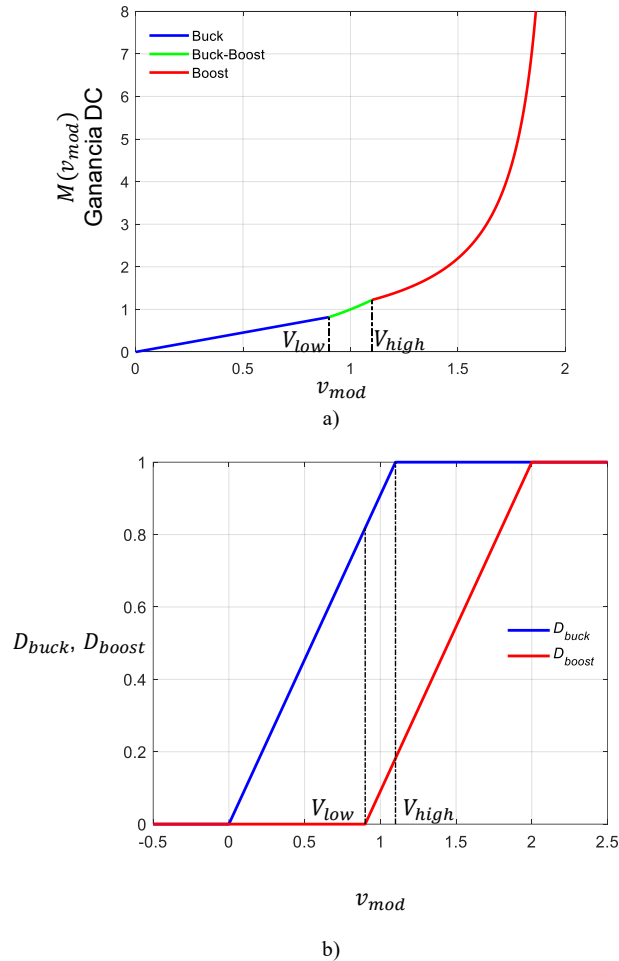


Figura 7.13. Modulador: a) ganancia estática y b) regiones de activación de los distintos ciclos de trabajo

Como se puede apreciar en la Figura 7.13. b), mientras que la señal moduladora v_{mod} esté por debajo de la tensión V_{low} , únicamente se activará el ciclo de trabajo tipo *Buck*. Cuando la señal moduladora v_{mod} esté por encima de la tensión V_{high} , únicamente se activará el ciclo

de trabajo tipo *Boost*. Finalmente, cuando la señal moduladora v_{mod} esté por encima de la tensión V_{low} y por debajo de V_{high} , se activarán los dos ciclos de trabajo, tipo *Buck* y tipo *Boost*.

7.3.2 Modelado promediado del convertidor NIBB

El modelo promediado del convertidor NIBB se obtiene sustituyendo cada rama de interruptores por una fuente dependiente de corriente y de tensión, como se muestra en la Figura 7.14, donde la primera rama representa el modo *Buck* y la segunda rama el modo *Boost*, con los ciclos de trabajo complementarios, tal y como se ha descrito en [148].

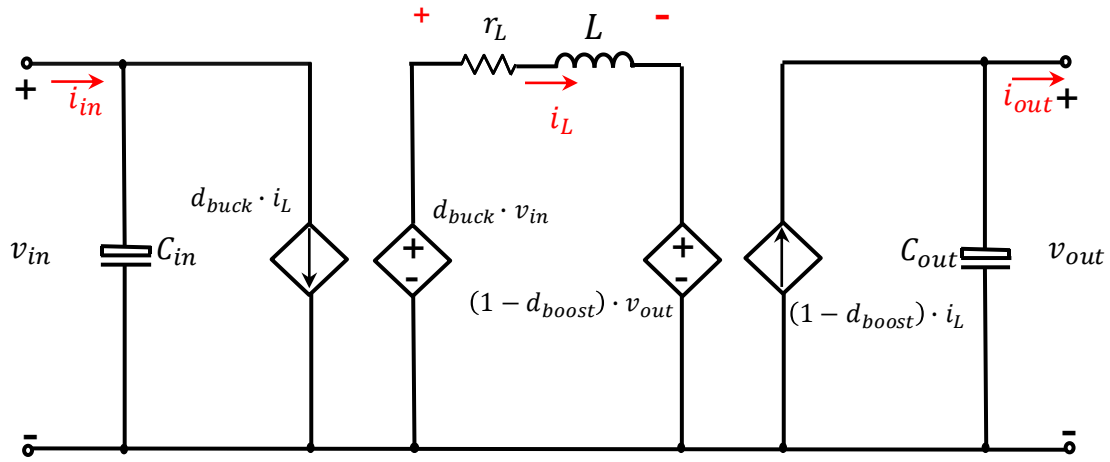


Figura 7.14. Modelo promediado del convertidor NIBB

La tensión media aplicada a la bobina, para cada uno de los modos, se muestra en (7.17), a partir de las expresiones (7.14), (7.15) y (7.16), con la tensión del modelo promediado de la Figura 7.14:

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot r_L = d_{buck} \cdot v_{in} - (1 - d_{boost}) \cdot v_{out} \quad (7.14)$$

Siendo:

$$d_{buck} = \frac{v_{mod}}{V_{high}} \quad (7.15)$$

$$d_{boost} = \frac{v_{mod} - V_{low}}{V_{high}} \quad (7.16)$$

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot r_L = \begin{cases} \frac{v_{in} \cdot v_{mod}}{V_{high}} - v_{out} & \text{Buck} \\ \frac{v_{in} \cdot v_{mod}}{V_{high}} - \left(\frac{V_{high} - v_{mod} + V_{low}}{V_{high}} \right) \cdot v_{out} & \text{Buck-Boost} \\ v_{in} - \left(\frac{V_{high} - v_{mod} + V_{low}}{V_{high}} \right) \cdot v_{out} & \text{Boost} \end{cases} \quad (7.17)$$

7.3.3 Lazo de control interno de corriente

En [156], el diseño del lazo interno de corriente por la bobina se obtiene con el promediado de las funciones de transferencia en cada uno de los modos de funcionamiento, Figura 7.15.

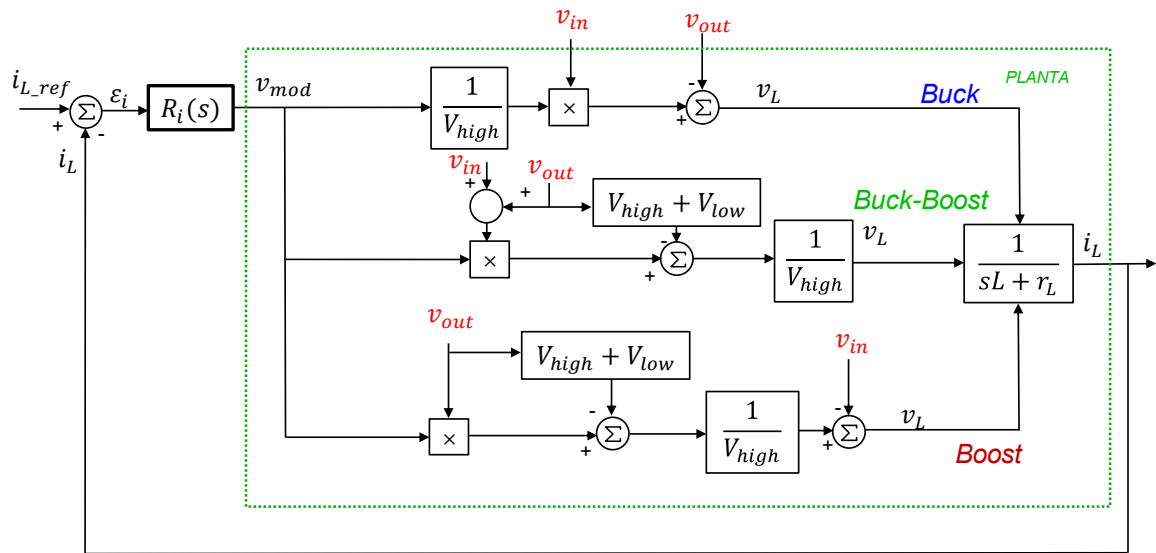


Figura 7.15. Lazo interno de corriente con los modos de funcionamiento del convertidor NIBB

En [65], se aplica una técnica de *Feedforward* para los modos de funcionamiento *Buck* y *Boost*, sin tener en cuenta el modo de transición *Buck-Boost* que es inherente a la topología. No considerar la zona de transición puede llevar a inestabilidades con ciclos de trabajo cercanos a 0 o a 1, que en la práctica son inalcanzables como se describe en [157].

En este capítulo, se propone incluir la técnica de *Feedforward* al modo de transición, para realizar un control robusto y simple, donde el objetivo es obtener un modelo de planta equivalente que solo dependa del efecto de la bobina, como se muestra en la Figura 7.16. a), a partir de la planta original que depende, además, de parámetros de entrada y salida del propio convertidor, como se indica en la Figura 7.16. b). Para lograr este objetivo, en la Figura 7.16. c) se añade un bloque adicional de *Feedforward*, que compensa desde el bloque de control, las dependencias que la planta tiene de la tensión de entrada y salida.

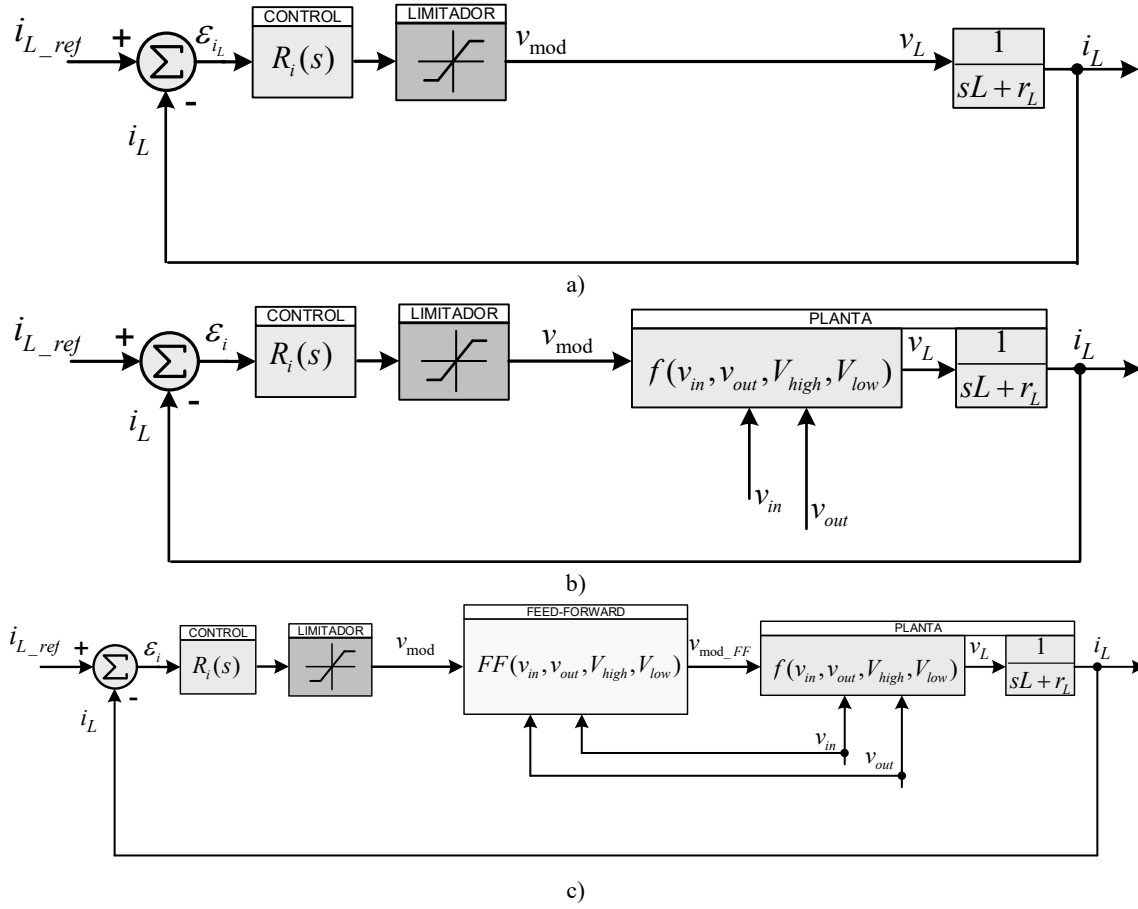
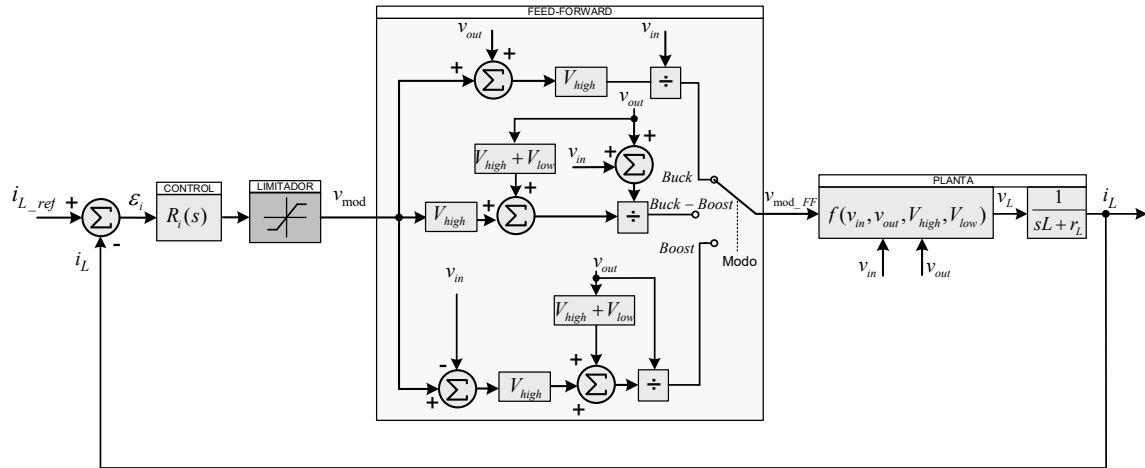


Figura 7.16. Modelo promediado del convertidor NIBB: a) después de aplicar *Feedforward*, b) sin *Feedforward*, c) detalle de la posición del bloque *Feedforward*.

Las ecuaciones necesarias para llevar a cabo esta técnica, se obtienen despejando la tensión v_{mod_FF} , para cada modo de funcionamiento, como se muestra en (7.18):

$$\begin{aligned}
 v_{mod_FF} &= \frac{(\varepsilon_i \cdot R_i(s) + v_{ut}) \cdot V_{high}}{v_{in}} && \text{Buck} \\
 v_{mod_FF} &= \frac{V_{high} \cdot \varepsilon_i \cdot R_i(s) + (V_{low} + V_{high}) \cdot v_{out}}{v_{in} + v_{out}} && \text{Buck-Boost} \\
 v_{mod_FF} &= \frac{\varepsilon_i \cdot R_i(s) \cdot V_{high} + (V_{low} + V_{high}) \cdot v_{out} - V_{high} \cdot v_{in}}{v_{out}} && \text{Boost}
 \end{aligned} \tag{7.18}$$

La Figura 7.17, muestra el diagrama de bloques del sistema de control completo con todos los modos de funcionamiento con la técnica de *Feedforward*, donde existe un multiplexor que permite seleccionar el modo correspondiente en función de las tensiones de entrada y salida.

Figura 7.17. Modelo promediado del convertidor NIBB con compensación *Feedforward*.

Como resultado de aplicar la técnica de *Feedforward* la función de transferencia a controlar corresponde al inverso de la impedancia de la bobina en el dominio de Laplace, como se muestra en (7.19). Esta función de transferencia es lineal, por lo que su equivalente en pequeña señal es idéntico (7.20). Esta técnica de control permite la rápida respuesta de control ante perturbaciones en la entrada y salida del convertidor.

$$\frac{i_L(s)}{v_L(s)} = \frac{1}{L \cdot s + r_L} \quad (7.19)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_L(s)} = \frac{1}{L \cdot s + r_L} \quad (7.20)$$

7.3.4 Lazo de control externo de tensión

La tensión de salida del convertidor NIBB es controlada mediante un regulador $R_v(s)$ que genera el valor de la corriente necesaria por el condensador $i_{C_{out}}$, como se muestra en la Figura 7.18. Se considera el lazo interno de corriente igual a la unidad, en caso de existir sensor de corriente correspondería a la ganancia del sensor de corriente, con la condición de que el ancho de banda del lazo de control de corriente $T_i(s)$ sea al menos 10 veces mayor que el ancho de banda del lazo externo de tensión $T_v(s)$.

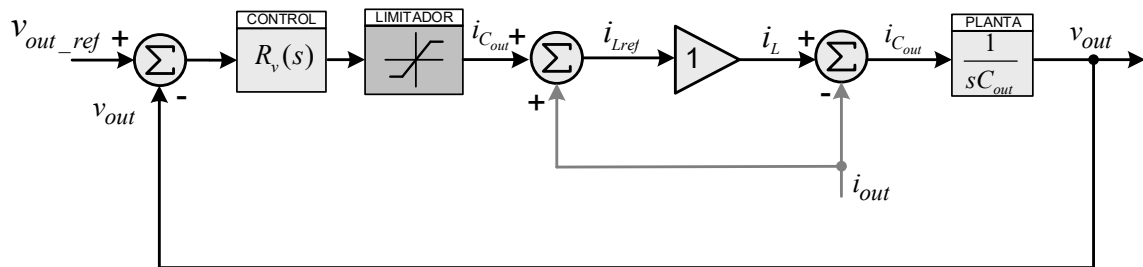


Figura 7.18. Lazo externo de control de tensión

Teniendo en cuenta lo anterior, la función de transferencia o planta del lazo de tensión de salida, es por lo tanto, el condensador C_{out} en el dominio de Laplace (7.21). Dado que esta función de transferencia es lineal, la función en pequeña señal sería idéntica (7.22).

$$\frac{v_{out}(s)}{i_{C_{out}}(s)} = \frac{1}{C_{out} \cdot s} \quad (7.21)$$

$$\frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_{C_{out}}(s)} = \frac{1}{C_{out} \cdot s} \quad (7.22)$$

7.3.5 Dimensionamiento de los componentes del convertidor NIBB

En esta sección, se describe el dimensionamiento de los componentes del convertidor para el posterior cálculo del regulador y simulación. La Tabla 7.5 muestra las especificaciones de diseño del convertidor NIBB.

Tabla 7.5. Parámetros de diseño del convertidor NIBB

Parámetros de diseño	Especificaciones	Nomenclatura
Rango de tensión de entrada	168–275 V	$V_{in(min)} - V_{in(max)}$
Tensión de salida	240 V	V_{out}
Potencia de salida Máxima	5,5 kW	$V_{out} \cdot I_{out(max)}$
Rizado de corriente por la bobina	20%	$\Delta I_{out(max)}$
Rizado de tensión de entrada y salida	<5%	ΔV_{out}
Frecuencia de conmutación	50 kHz	f_{sw}

Las ecuaciones matemáticas de funcionamiento para los casos más críticos se detallan en [158]. Así la expresión (7.23), define el valor de la bobina para el caso más crítico en modo elevador:

$$L = \frac{V_{in(min)}^2 \cdot (V_{out} - V_{in(min)})}{\Delta I_{out(max)} \cdot f_{sw} \cdot V_{out}^2} = \frac{(168 V)^2 \cdot (240 V - 168 V)}{0,2 \cdot (23 A) \cdot (50000 Hz) \cdot (240 V)^2} = 153,9 \mu H \quad (7.23)$$

Para garantizar un margen de seguridad mayor al 15 %, se selecciona un valor de L de valor 180 μH .

La selección del condensador de salida C_{out} , según [158], se definen durante su funcionamiento en modo elevador, y con la especificación del rizado de la tensión de salida mostrada en la Tabla 7.5. El valor mínimo queda definido por (7.24):

$$C_{out} = \frac{I_{out(max)}^2 \cdot (V_{out} - V_{in(min)})}{\Delta V_{out} \cdot f_{sw} \cdot V_{out}} = \frac{(23 A)^2 \cdot (240 V - 168 V)}{0,05 \cdot (240 V) \cdot (50000 Hz) \cdot (240 V)} = 11,5 \mu F \quad (7.24)$$

Para tener suficiente margen de seguridad de distribución de corriente y capacidad suficiente para configuraciones de múltiples convertidores con fuentes de energía, se toma un valor de 40 μF .

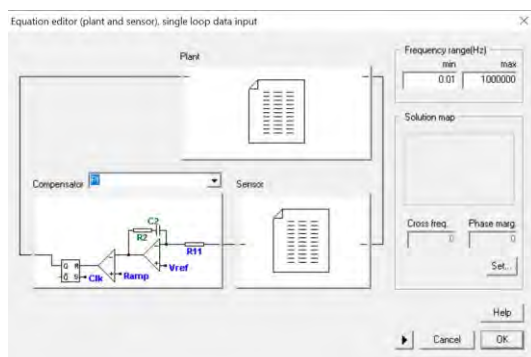
Finalmente, el cálculo del condensador de entrada se calcula en funcionamiento en modo reductor [158], mediante la ecuación (7.25):

$$C_{in} = \frac{I_{out(max)} \cdot V_{out}}{\Delta V_{in(max)} \cdot f_{sw} \cdot V_{in(max)}} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in(max)}} \right) = \frac{23 \text{ A} \cdot (240 \text{ V})}{0,05 \cdot (275 \text{ V}) \cdot (50000 \text{ Hz}) \cdot (275 \text{ V})} \left(1 - \frac{240}{275} \right) = 3,7 \text{ } \mu\text{F} \quad (7.25)$$

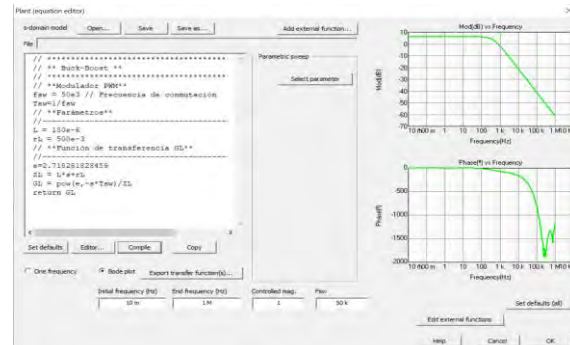
Se selecciona un valor de 10 μF como valor final de diseño.

7.3.6 Cálculo de los reguladores para el convertidor NIBB

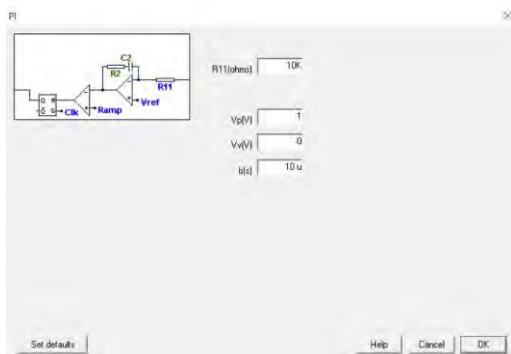
Para el cálculo de los reguladores de corriente y tensión, se utiliza el software SmartCtrl. Esta herramienta permite introducir la función de transferencia del sistema a controlar mediante un archivo de texto o de manera analítica. En la Figura 7.19. a) se muestra la interfaz de usuario que permite introducir las funciones de transferencia, descritas en los apartados anteriores, de la planta y sensor, así como, seleccionar el regulador. La Figura 7.19. b), se muestra la función de transferencia de la planta del lazo de corriente, considerando un retardo máximo de un ciclo de conmutación, con el fin de considerar los efectos en la discretización.



a)



b)



c)



d)

Figura 7.19. Diseño del regulador en modo corriente mediante SmartCtrl.

La frecuencia de corte del sensor de corriente se considera una década por debajo de la frecuencia de conmutación, con una ganancia unitaria, puesto que se volverá a escalar a su valor real dentro de la FPGA. Una vez definida la planta y el sensor, se selecciona el tipo de regulador, en este caso un regulador proporcional-integral PI, mostrado en la Figura 7.19. c). Los valores de las constantes del regulador se obtienen a través del mapa de soluciones donde se especifica la frecuencia de corte y margen de fase, Figura 7.19. d).

La respuesta en el dominio del tiempo y frecuencia se muestra en la Figura 7.20, donde se observa que el control en modo corriente es estable ante una variación de escalón de la tensión de referencia.

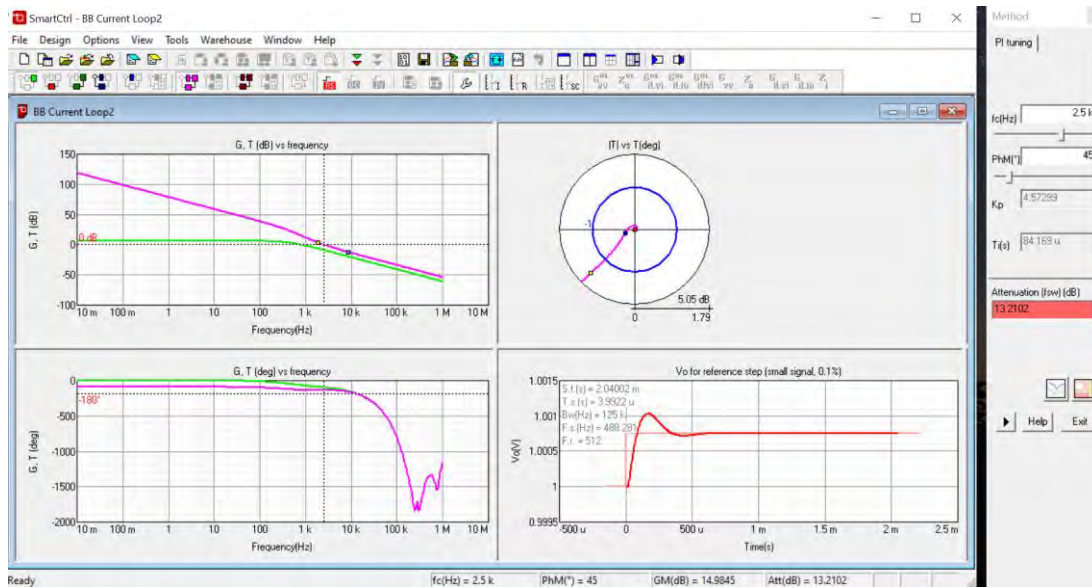


Figura 7.20. Respuesta temporal y en frecuencia del lazo de corriente en SmartCtrl.

En el proceso de diseño del lazo externo de tensión se va a considerar que está desacoplado del lazo interno de corriente, al menos en una década entre sus frecuencias de cruce.

En la Figura 7.21. a), se muestran los parámetros de la planta. El caso más desfavorable, es considerar una resistencia de carga muy elevada. La frecuencia de corte del sensor de tensión se considera una década por debajo de la frecuencia de conmutación, con una ganancia unitaria. Una vez definida la planta y el sensor, se selecciona el tipo de regulador, en este caso un regulador PI, definiendo su frecuencia de corte y margen de fase a través del mapa de soluciones de la Figura 7.21. b).

Finalmente se muestra la respuesta temporal y en el dominio de la frecuencia del lazo de tensión externo, Figura 7.21. c).



7.3.7 Simulación temporal con PSIM y Matlab

En este caso, se utilizará el convertidor bidireccional con un supercondensador como fuente de energía y una carga en modo corriente, como se muestra en la Figura 7.22.

La primera simulación se realizará en modo conmutado para verificar el funcionamiento del control con fuente y carga ideal. Esta configuración es implementada en PSIM®.

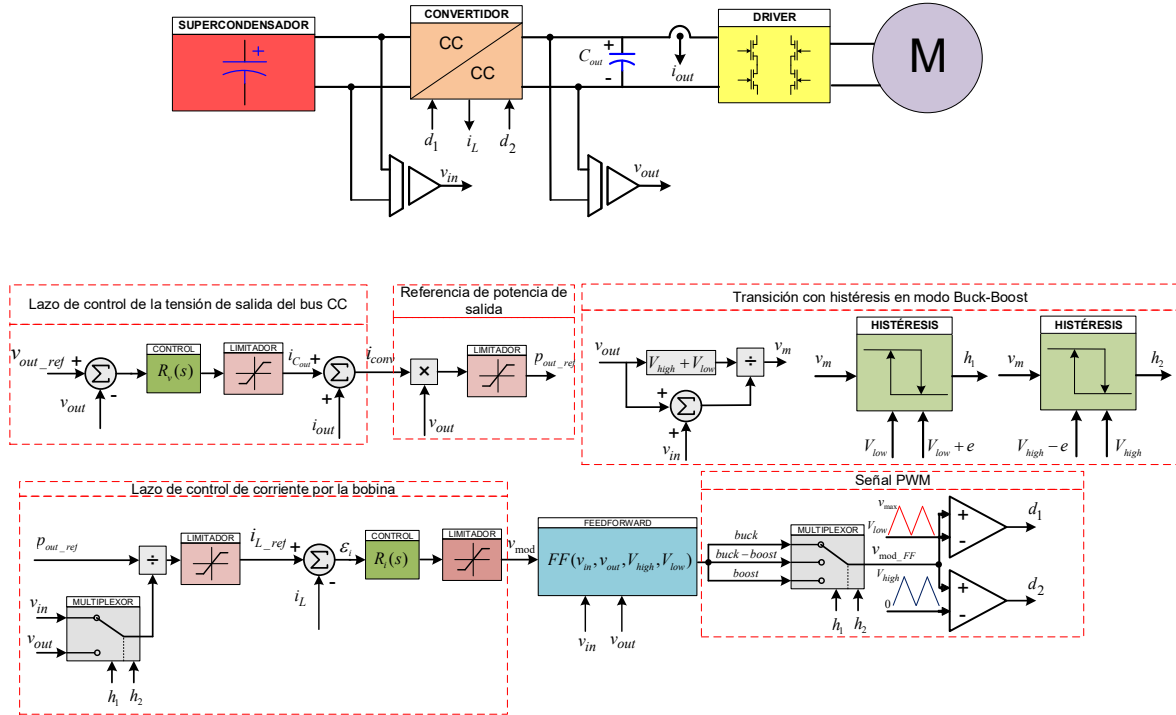


Figura 7.22. Diagrama de bloques del control de NIBB bidireccional con un supercondensador como fuente de energía.

La Figura 7.23. a), muestra la implementación de la topología del convertidor en PSIM, con una tensión de entrada variable ideal y una carga de corriente variable ideal, que permite cambiar entre los diferentes modos de funcionamiento del convertidor, y verificar la regulación de corrientes, tensiones y potencias.

La estrategia de control consta de los bloques marcados en la Figura 7.23. b), los cuales se describen a continuación:

El **modulador PWM** utiliza una señal triangular de frecuencia de conmutación de 50 kHz, ciclo de trabajo de 0,5, y amplitud $V_{high}=1,05$ para la onda portadora inferior, para la onda portadora superior $V_{low}=0,95$.

El control **Feedforward** se implementa siguiendo la Figura 7.17. Este bloque contiene un multiplexor Mux_vmod_FF, el cual selecciona el ciclo de trabajo en función del modo de funcionamiento correspondiente, indicado desde el bloque de **transición con histéresis en modo Buck-Boost**.

El bloque de control por histéresis se incluye en el funcionamiento en modo *Buck_Boost*, para evitar oscilaciones en las fronteras durante la transición al modo *Buck* y *Boost*. Esta técnica permite eliminar las inestabilidades a la salida, en este modo de funcionamiento, logrando transiciones suaves. Una ventaja adicional de la técnica utilizada es su simplicidad, que permite su implementación en sistemas digitales de bajo coste, así como en circuitos de control analógicos, como se describe en [159]. Esta técnica de control de histéresis se puede comparar con otras técnicas como la mostrada en [160].

La implementación se realiza mediante las salidas digitales h_1 y h_2 de los circuitos biestables RS con un ancho de ventana de $\pm e$, que en la práctica se ha tomado de valor 0,05. Las tensiones $V_{high}=1,05$ y $V_{low}=0,95$, en la zona de transición, son comparados con la tensión moduladora v_{mod} en modo *Buck-Boost*, descrita en la expresión (7.13), que en el diagrama de bloques es denominada v_m .

Una vez definidos los bloques anteriores, se realiza el diseño del **lazo de control de la corriente por la bobina**, donde los valores del regulador son obtenidos mediante SmartCtrl 7.3.6, al igual que el regulador PI del **lazo de control de la tensión de salida del bus CC**. La referencia de la corriente por la bobina corresponde a la potencia de salida de referencia dividida por una tensión que depende del modo de operación. Esta tensión, se obtiene mediante la misma lógica del multiplexor Mux_Vin_Vout utilizada en el caso del bloque *Feedforward*. Así, en modo *Buck* esta tensión es igual a la tensión de salida, en modo *Buck-Boost* a la tensión de salida y en modo *Boost* a la tensión de entrada, logrando así que el valor medio de salida de este bloque sea igual al valor medio de la corriente por la bobina del convertidor.

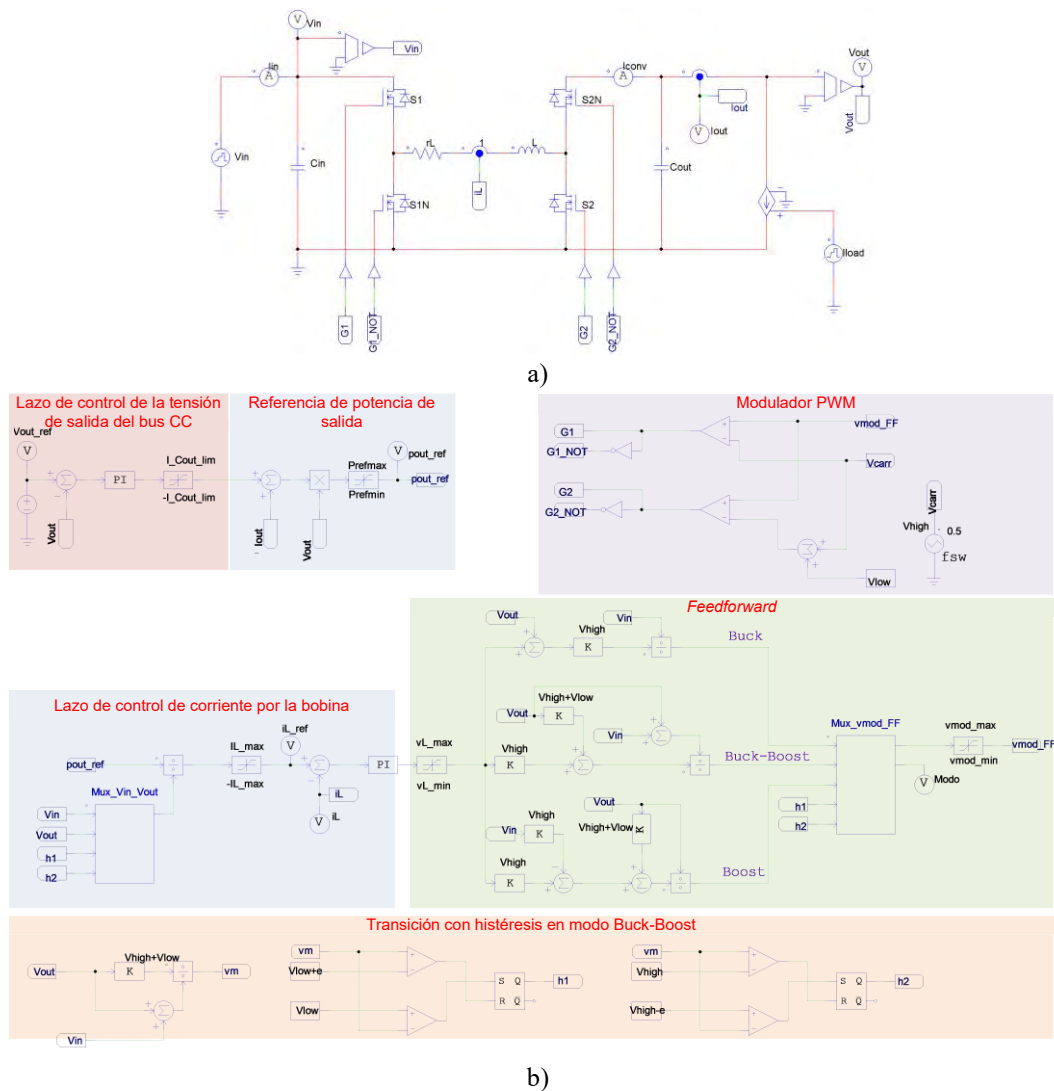


Figura 7.23. Implementación del NIBB en PSIM: a) Convertidor de potencia, b) Control con *Feedforward*

Finalmente, el bloque de **referencia de potencia de salida** es igual a la tensión de salida por la corriente de salida del convertidor, que es a su vez la suma de la corriente de la carga más la corriente del condensador del bus.

Una vez implementado el convertidor y control en PSIM, se modifica la tensión de entrada para analizar el comportamiento del convertidor en los distintos modos de funcionamiento, con distintos niveles de potencia. La Figura 7.24, muestra que la tensión de salida se mantiene al nivel de 240 V fijado por la referencia, así como que la corriente por la bobina y la potencia de salida siguen a sus referencias correspondientes en todo el rango de funcionamiento.

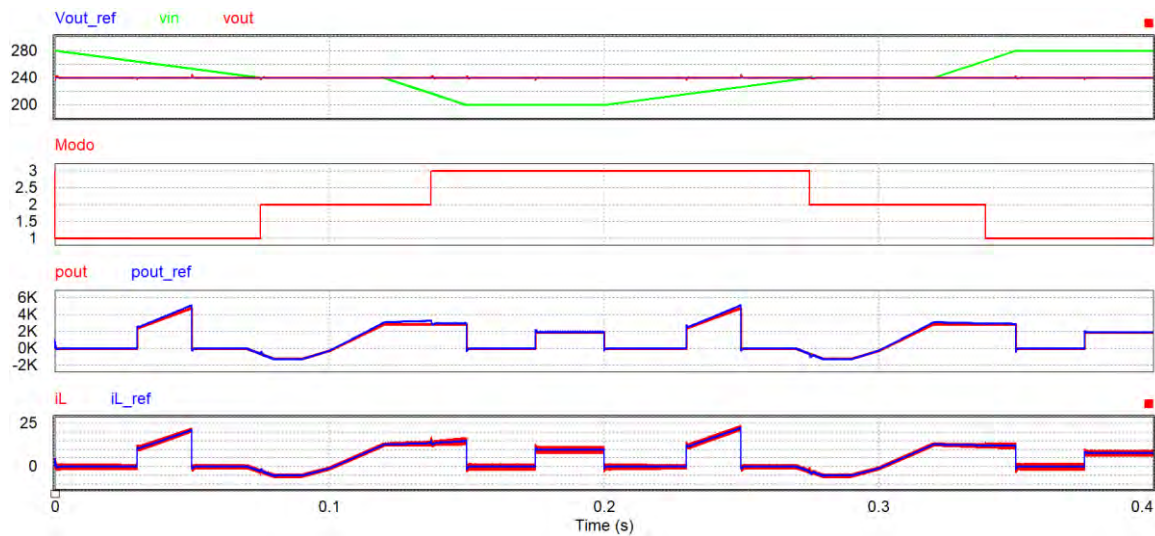


Figura 7.24. Respuesta temporal del convertidor NIBB en los distintos modos de funcionamiento, simulado en PSIM

Una vez verificado el funcionamiento del convertidor en modo conmutado, el siguiente paso es la verificación del convertidor mediante uno de los perfiles de corriente utilizados en aplicaciones de automoción, como es el ECE-15, actuando como fuente de almacenamiento de energía un supercondensador. Para ello, se utiliza el modelo de supercondensador identificado experimentalmente de la sección 7.2, que consta de 18 supercondensadores de 58 F conectados en serie. La implementación del convertidor bidireccional se realiza a través de su equivalente promediado como se muestra en la Figura 7.25. a). En este caso, la implementación se realiza en Simulink, debido al tiempo de simulación y requerimientos de memoria que PSIM requiere en simulaciones de larga duración.

La implementación del modelo promediado se realiza a partir de la Figura 7.14. Los bloques de control en Simulink son similares a los implementados y explicados anteriormente, para el caso de la implementación del convertidor bidireccional en PSIM, a diferencia de que el modulador presenta una ganancia definida por (7.15) y (7.16), que ya se incluye en el multiplexor del selector de modos.

En este modelo promediado es necesario incluir retardos unitarios a efectos de simulación para evitar problemas con lazos algebraicos en Simulink, que pueden producir errores de simulación al no encontrar una solución al sistema de ecuaciones, en cada instante de simulación.

Los bloques de control son exactamente los mismos a los descritos para PSIM, con la única diferencia de que se incluye el modelo de supercondensador que está implementado en Simscape, mediante el circuito de la Figura 5.3, del capítulo 5.

La potencia de salida se limita a 1,2 kW, con una tensión inicial de 280 V en el banco de supercondensadores.

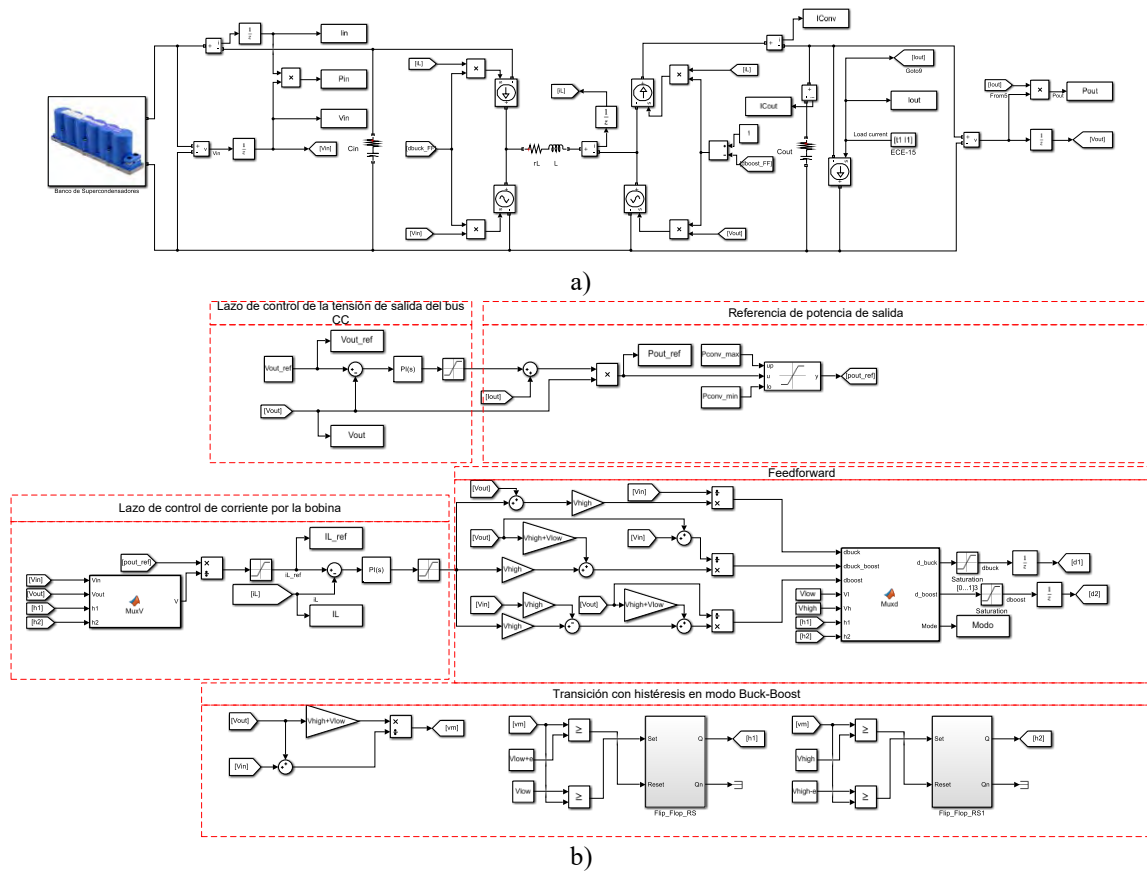


Figura 7.25. Implementación del NIBB en Simulink: a) Convertidor de potencia, b) Modulador, *Feedforward* y control de histéresis

La Figura 7.26 muestra la evolución de la tensión de entrada y salida, así como los estados de funcionamiento. Se puede apreciar con claridad la efectividad de la técnica de histéresis implementada, ya que en los cambios de modo no se producen oscilaciones.

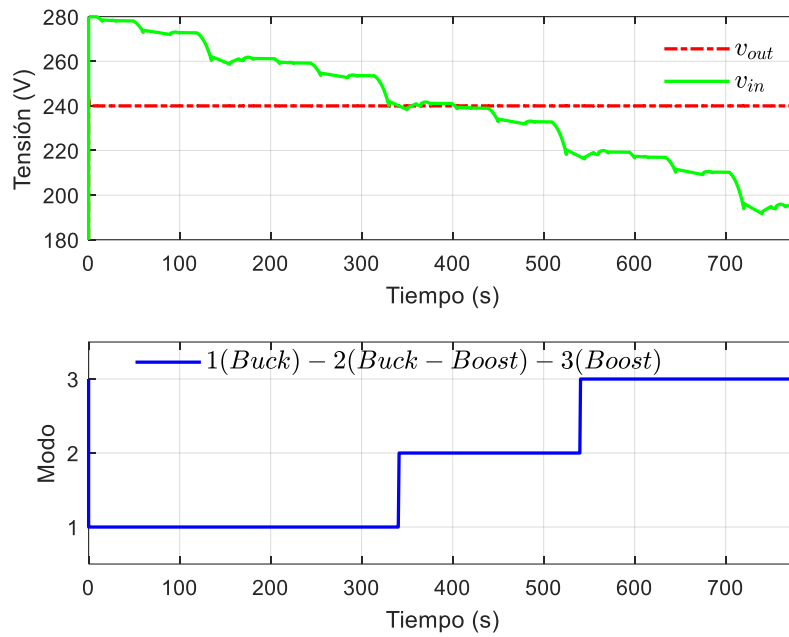


Figura 7.26. Respuesta temporal de la tensión de salida y modo de funcionamiento del NIBB.

La Figura 7.27 muestra la corriente por la bobina la cual sigue a la referencia. Se puede observar que esta corriente va creciendo con el tiempo, debido a que el sistema debe entregar la misma potencia ciclo a ciclo, Figura 7.28, pero, sin embargo, la tensión en el supercondensador no es constante, va decreciendo como se muestra en la Figura 7.26. A efectos prácticos esta corriente podrá ser limitada para evitar daños en las fuentes de energía, mediante, por ejemplo, circuitos de protección implementados en el convertidor.

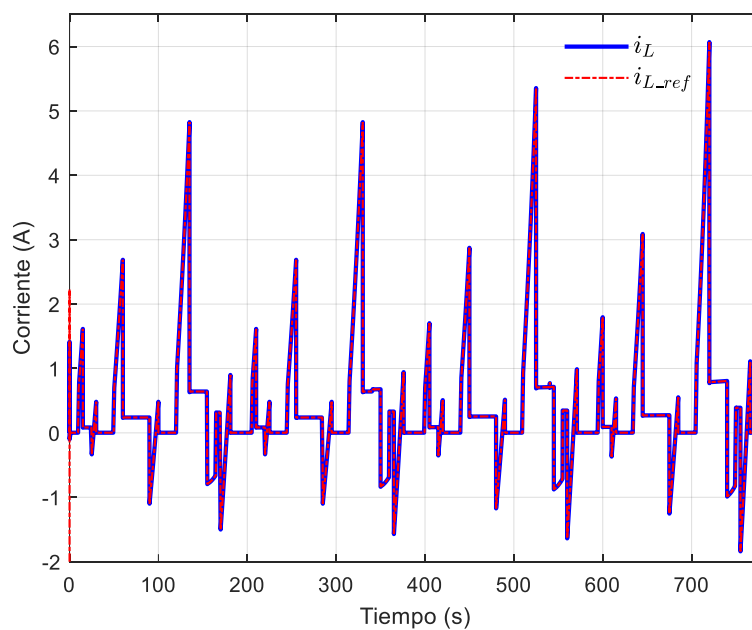


Figura 7.27. Corriente por la bobina del convertidor NIBB.

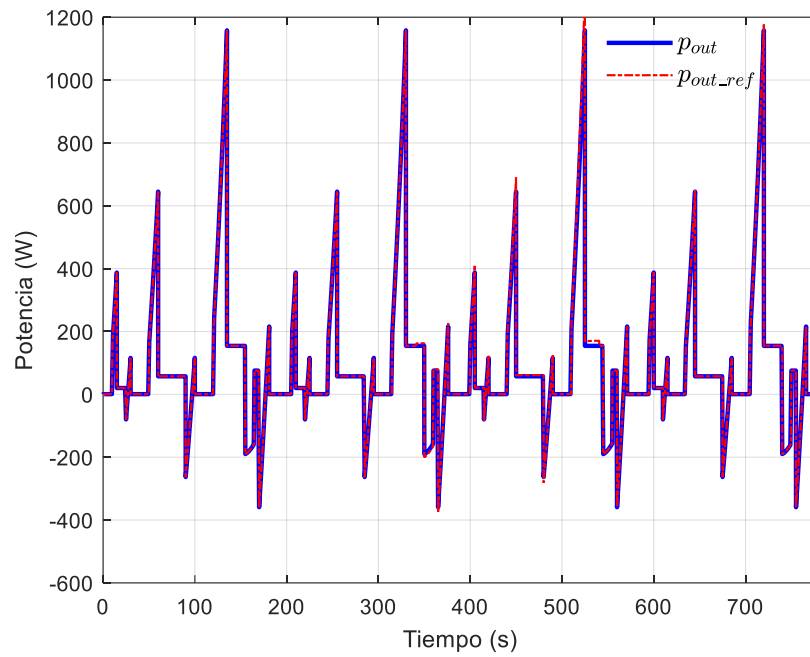


Figura 7.28. Potencia de salida sensada y de referencia

En la Figura 7.29, se puede comprobar que la tensión del bus se mantiene estable en todo el tiempo de simulación, con rizados de tensión por debajo del 1% durante los pulsos de consumo.

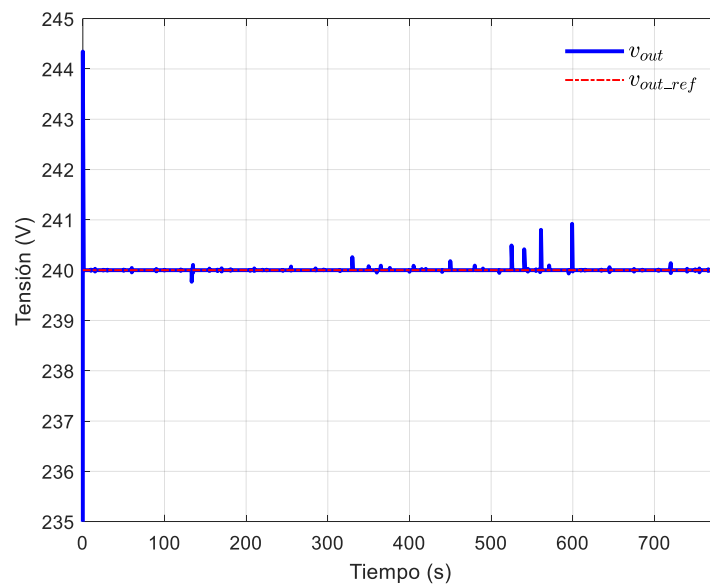


Figura 7.29. Respuesta temporal de la tensión de salida.

7.4 GESTIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN VEHICULOS ELECTRICOS HÍBRIDOS

En esta sección, se utiliza el modelo de pila de combustible, batería de ion-litio, convertidores, y las estrategias de distribución de energía para simular el sistema de distribución de potencia completo.

En el estado de la técnica se han presentado distintas técnicas de control, que se pueden combinar de manera adecuada para realizar un control robusto en un vehículo eléctrico propulsado con pila de combustible tipo PEM. En este sentido, en la Figura 7.30 se muestra la representación de un sistema completo compuesto por una pila de combustible y una batería, pudiendo integrarse, de forma similar, otras fuentes de almacenamiento de energía como los supercondensadores. Ambas fuentes, están conectadas al bus a través de un convertidor CC-CC.

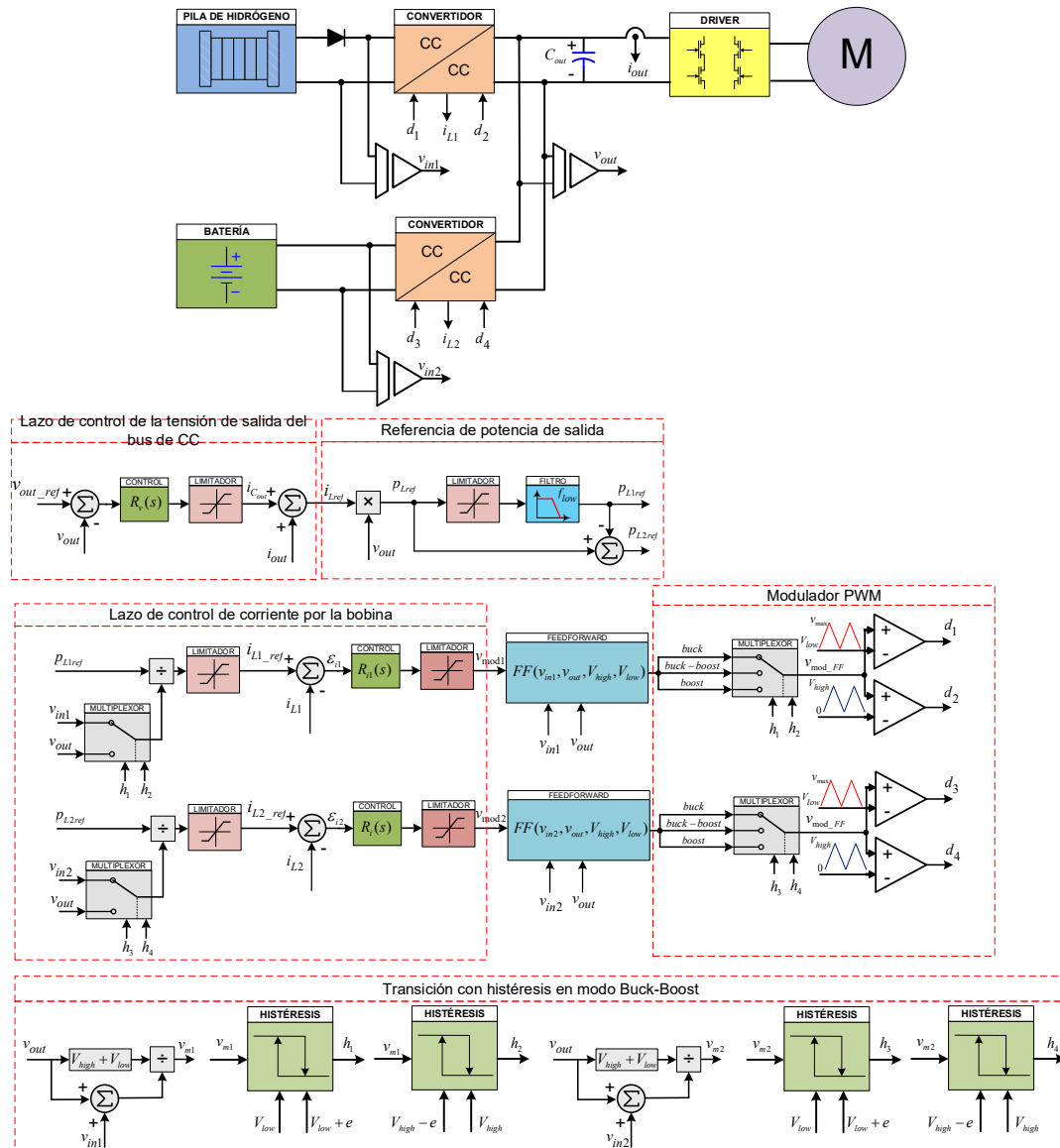


Figura 7.30. Gestión de energía del sistema de tracción.

El sistema de control utilizado en los convertidores CC-CC se basa en las técnicas de control descritas en la sección 7.3.7. Dado que, en este sistema completo, se dispone de dos fuentes de energía y dos convertidores, hay que determinar la potencia que debe proporcionar cada una de las fuentes. Para conocer el valor de cada potencia se utiliza la técnica de descomposición en frecuencia mostrada en la Figura 7.31. Esta técnica de control permite la descomposición de la potencia, mediante la aplicación de filtros con diferente respuesta.

La Figura 7.31 muestra el principio de funcionamiento de esta técnica, donde la potencia de entrada se separa en dos componentes, una de baja frecuencia y la otra de frecuencia superiores. En esta aplicación los transitorios rápidos de alta potencia son absorbidos por la batería, y el resto de la potencia es proporcionada por la pila de combustible.

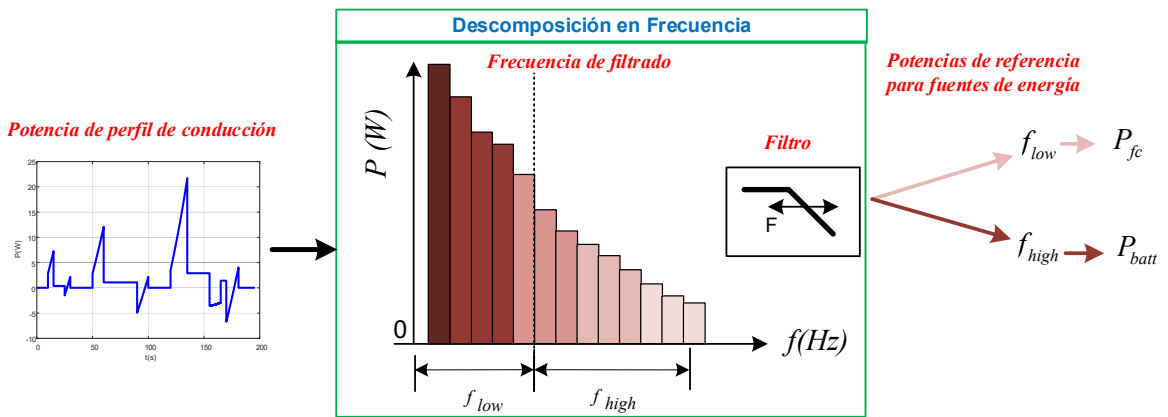


Figura 7.31. Descomposición de la potencia de salida en función de las fuentes del sistema

La Figura 7.32. a) muestra los dos convertidores NIBB en modo promediado conectados en paralelo al bus de tensión. Para el control de potencia de cada convertidor, es necesario aplicar el desacoplo de potencias a través de la frecuencia, como se muestra en la Figura 7.32 b). La separación de la frecuencia a través de un filtro paso bajo incluye un limitador dinámico, si se quiere hacer un control en modo online, permitiendo esta configuración de control la flexibilidad de cambio de la potencia de referencia que entregaría la pila de combustible.

El lazo de control de corriente, el módulo de *Feedforward* y el modulador utilizados para el funcionamiento del sistema de la Figura 7.32 son los mismos que los utilizados en el ejemplo del control bidireccional, que utiliza como fuente de energía un supercondensador, Figura 7.25. b). Este control no se ha vuelto a representar en la Figura 7.32, para cada uno de los convertidores.

La estrategia de control, a través de la descomposición en frecuencias, es descrita en [63], donde la referencia de potencia de cada fuente de energía viene determinada por la capacidad de reacción de cada tipo de fuente. De manera general, las respuestas más rápidas serán asumidas por los supercondensadores, las más lentas por la pila de combustible, y las intermedias por la batería.

En el diseño del sistema, se ha considerado, un filtro paso bajo en el orden de los mHz para la referencia de potencia de la pila de hidrogeno, en concreto $f_{low}=300\text{mHz}$. Para la selección de este filtro, hay que considerar la necesidad de evitar sobrepasar la pendiente de corriente que una pila de combustible real es capaz de proporcionar, que es del orden de los 4A/s [161].

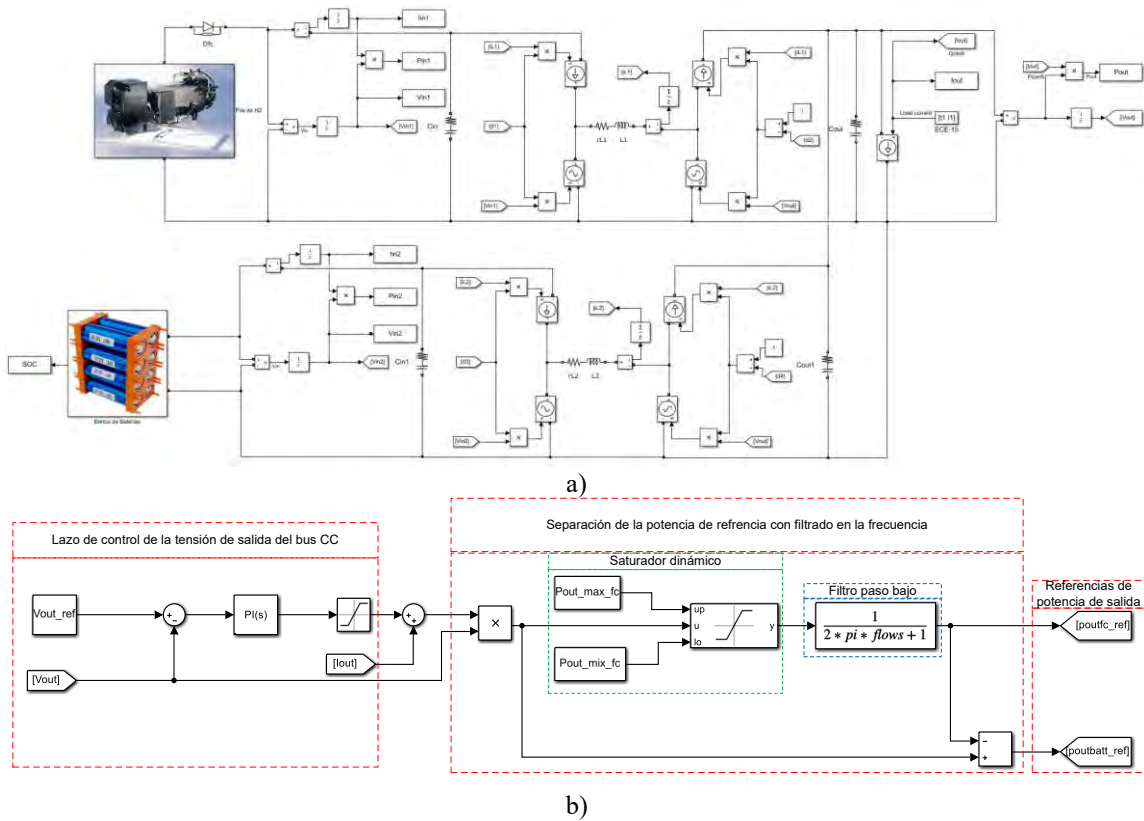


Figura 7.32. Implementación del NIBB en Simulink: a) Modelo promediado de los convertidores conectados en paralelo y b) estrategia de control de potencia por descomposición de frecuencias.

Las curvas de respuesta temporal que se obtienen de la simulación del sistema completo se muestran en la Figura 7.33.

En la Figura 7.33. a) se muestra y se verifica la respuesta más lenta de la pila de combustible debido al filtro de 300 mHz incorporado en el control. Además, se puede comprobar que los picos de potencia son proporcionados por la batería, la cual es capaz de satisfacer los transitorios y de absorber la potencia proveniente del frenado regenerativo.

Los límites de potencia de la pila se han establecido en 3kW como potencia máxima capaz de entregar, y 100W como potencia mínima que debe entregar, con el objetivo de evitar el apagado de la pila de combustible, con el posterior retraso en la activación de la pila.

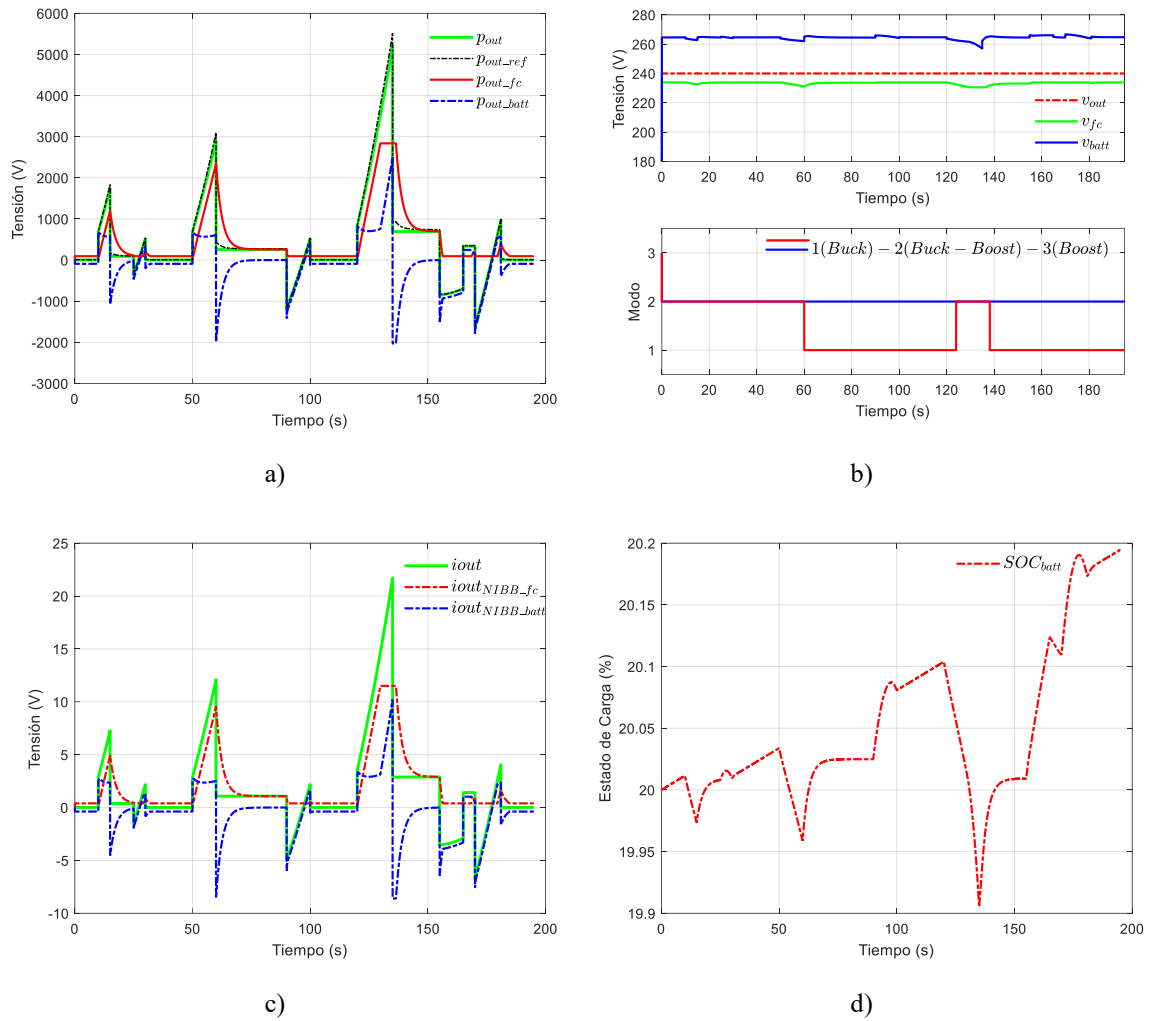


Figura 7.33. Respuesta temporal de potencia, tensión y corriente del sistema de distribución de potencia con pila de combustible y batería.

La Figura 7.33 a) muestra la distribución de la potencia, proporcionada por la pila de combustible y la batería, durante todo el intervalo de simulación, compuesto por un ciclo del perfil de conducción ECE-15. La Figura 7.33. b) muestra los valores de las tensiones en el bus, batería y pila de combustible. La Figura 7.33. c) muestra la distribución de las corrientes en el bus, proporcionada por la pila de combustible y la batería, con el objetivo de hacer frente al perfil de corriente procedente de la aplicación del perfil de conducción ECE-15. Finalmente, la Figura 7.33. d) muestra la variación del estado de carga de la batería, durante la simulación.

Los resultados obtenidos demuestran un correcto funcionamiento del sistema, demostrando que la combinación de las diferentes estrategias incluidas en el control, proporcionan un sistema estable, con una respuesta efectiva.

7.5 CONCLUSIONES

Los sistemas de distribución de potencia de los vehículos eléctricos puros e híbridos, requieren de convertidores bidireccionales para su funcionamiento. Uno de estos convertidores, utilizado en sistemas donde se precisa elevado rendimiento sin aislamiento galvánico, es el convertidor reductor-elevador no invertido (NIBB). El diseño y control de este convertidor requiere del conocimiento de los diferentes modos de funcionamiento, para su optimización.

Para realizar el control del convertidor NIBB se diseña un modulador en el cual se escala la señal portadora para compararla con la señal moduladora, logrado así un cambio suave de un modo de funcionamiento entre el modo reductor (*Buck*) y el elevador (*Boost*), pasando por la zona de transición reductora-elevadora (*Buck- Boost*), sin zona de discontinuidad, ni oscilaciones.

Adicionalmente, se utiliza la técnica de *Feedforward* para simplificar la planta del lazo interno de corriente reduciendo la complejidad y optimizando su comportamiento dinámico. Para el cálculo de control se ha utilizado el software comercial SmartCtrl.

Los resultados obtenidos en la simulación en PSIM y Simulink demuestran la efectividad de la técnica de control aplicada al convertidor en todos sus modos de funcionamiento, tanto en modo conmutado, como promediado.

Además, se ha mostrado la simulación de un sistema de distribución de energía completo de un vehículo eléctrico híbrido, que incluye dos fuentes de energía. No obstante, las técnicas de control utilizadas pueden ser escalable a un número mayor de fuentes.

En la simulación del sistema completo se han utilizado tanto el modelo de pilas de combustible y batería, como una combinación de las diferentes estrategias incluidas en el control, logrando obtener un sistema estable, y una adecuada distribución de la energía, cumpliendo con las especificaciones del sistema.

Capítulo 8

8 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

8	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS -----	145
8.1	CONCLUSIONES -----	147
8.2	APORTACIONES DE LA INVESTIGACIÓN -----	147
8.2.1	Aportaciones en el modelado de unidades de almacenamiento de energía	147
8.2.2	Aportaciones en el control de convertidores y del sistema de gestión de la energía -----	149
8.2.3	Divulgación de la investigación -----	150
8.3	TRABAJOS FUTUROS -----	150

8.1 CONCLUSIONES

En este último capítulo de la tesis, se describe las principales conclusiones de la investigación realizada, así como el detalle de las aportaciones obtenidas. Finalmente, se propone las principales líneas de investigación que pueden ser desarrolladas en trabajos futuros.

8.2 APORTACIONES DE LA INVESTIGACIÓN

En una tendencia creciente a la electrificación del transporte, a través de una movilidad cada vez más eléctrica, las aportaciones se enfocan principalmente en el vehículo eléctrico y, en particular, en la identificación, modelado y gestión de las fuentes y almacenamientos de energía.

Un sistema de propulsión o de distribución de potencia generalmente está compuesto por los siguientes componentes, que se enumeran a continuación:

- 1) Fuente de energía principal, como las pilas de combustible tipo PEM, que actúan como generadores, siendo un sistema con una alta densidad de energía, y cuyos residuos son compatibles con el cuidado del medio ambiente.
- 2) Fuentes de almacenamiento de energía secundaria como las baterías o los supercondensadores. En el caso de las baterías, presentan una densidad de energía, siendo claves para la autonomía y estabilidad de los vehículos eléctricos. Por otro lado, los supercondensadores presentan una alta densidad potencia, que los hacen especialmente adecuado para los periodos de altas demandas o devolución de energía, como en los casos de aceleración y frenado.
- 3) Convertidores de corriente continua, CC-CC, y alterna, CC-CA, que permiten el intercambio y el control de la energía entre las fuentes, los sistemas de almacenamiento de energía, y en motor eléctrico como carga.
- 4) Un sistema de control y gestión de energía para satisfacer la demanda de la carga y garantizar un flujo seguro de energía, entre las diferentes fuentes y almacenamientos de energía.

Una vez descritos los componentes principales del sistema de distribución de potencia y propulsión, existe la necesidad de conocer el comportamiento de cada componente para así poder diseñar diferentes estrategias de dimensionamiento, control y estimación de las variables de interés.

8.2.1 Aportaciones en el modelado de unidades de almacenamiento de energía

Las unidades de almacenamiento de energía desempeñan un papel importante en el sistema de distribución de potencia y propulsión del vehículo eléctrico. En este sentido, en esta tesis doctoral se ha realizado una revisión de los diferentes modelos de baterías y supercondensadores, identificados en el dominio del tiempo, y disponibles en el estado de la

técnica. A través de este estudio, se encontró que para el proceso de identificación son necesarias tres componentes fundamentales:

- 1) Modelos equivalentes, que pueden ser electroquímicos, matemáticos o eléctricos, y donde este último presenta ventajas a nivel de simulación, complejidad y precisión.
- 2) Perfiles de identificación que permitan obtener las características estáticas y dinámicas del modelo equivalente, así como los valores de los parámetros que lo componen.
- 3) El algoritmo de identificación para la optimización matemática de la función coste del modelo matemático ya sea de manera offline u online.

Dado que existe la necesidad, desde el punto de vista práctico, de reproducir no solo un modelo específico de batería o supercondensador, sino de realizar una comparativa entre ellos, y determinar el más adecuado en función de la aplicación y complejidad, las aportaciones fueron orientadas como se describe a continuación:

- Se ha establecido un procedimiento general de estimación de parámetros para los modelos matemáticos y eléctricos de baterías y supercondensadores, mediante el uso de una herramienta de optimización matemática como Simulink® Design Optimization™ de Matlab, que permite a través de Simulink y Simscape la construcción del circuito o diagrama equivalente del modelo a estimar. Para ello, se hace uso de una interfaz gráfica que permite la optimización matemática de una manera simple, sin necesidad de crear un algoritmo de optimización o ser especialista en ello. Esto habilita no solo la estimación de modelos de baterías o supercondensadores, sino también de diversos tipos de sistemas.
- Se ha realizado una comparativa de los diferentes modelos de baterías y supercondensadores, disponibles en el estado de la técnica y de aplicación al vehículo eléctrico. Esta comparativa se ha realizado siguiendo el procedimiento establecido, lo que ha permitido identificar los modelos más adecuados para cada tipo de aplicación y tiempo de simulación.
- Se ha diseñado y propuesto un perfil de identificación lo suficientemente dinámico en amplitud y frecuencia, que permite la reducción de error en el proceso de modelado, en comparación con perfiles clásicos. Este nuevo perfil, basado en una nueva señal compuesta pseudoaleatoria binaria, que se ha denominado pulso-PRBS, es capaz de cubrir el espectro en frecuencia de la señal de verificación. La señal pulso-PRBS es simple de generar, en comparación con otras señales compuestas basadas, por ejemplo, en señales multiseno. La señal de identificación propuesta puede ser aplicada a otros tipos de dispositivos y sistemas.
- En la comparativa de baterías de Ion-litio, el compromiso entre precisión y complejidad siempre es un factor importante a la hora de seleccionar un modelo. En este sentido, el modelo de Thevenin con ramas de resistencia-condensador (RC) ha obtenido el mejor desempeño, ratificando así otros estudios similares

realizados con anterioridad, aunque en este caso de una manera más simple y general.

- En la comparativa de modelos de supercondensadores, el modelo Serie aporta una buena precisión en comparación con otros modelos. Este modelo es identificado en el estado de la técnica en el dominio del tiempo y la frecuencia, dificultando su reproducibilidad. Mediante el procedimiento y señal de identificación propuesta, se ha conseguido como aportación una simplificación de este proceso.

8.2.2 Aportaciones en el control de convertidores y del sistema de gestión de la energía

Los convertidores electrónicos de potencia son fundamentales para la conversión, gestión e intercambio de energía entre los sistemas de generación y almacenamiento de energía, tales como pilas de combustible, baterías y supercondensadores. La utilización de convertidores de potencia aislados o no aislados dependerá en cada caso del tipo de aplicación.

Entre las topologías no aisladas, el convertidor reductor-elevador no invertido, NIBB, ofrece varias ventajas respecto a otras topologías, ya que permite un valor de tensión de entrada menor o mayor que su salida, mediante un número reducido de componentes, y un nivel de estrés de tensión en sus semiconductores reducido. Esto justifica que esta topología se utilice ampliamente en aplicaciones de cargadores de baterías, micro-redes, sistemas de tracción, entre otras.

El funcionamiento de NIBB consiste en conmutar sus cuatro interruptores de manera complementaria y simultánea, funcionando en modo *Buck-Boost* para todo el rango de funcionamiento. Este tipo de modulación si bien es simple, conlleva mayores pérdidas en comparación con los modos *Buck* y *Boost*, siendo necesario reducir estos niveles de pérdidas si se desea obtener una mejora en la eficiencia del convertidor. Cuando el convertidor NIBB trabaja en modo *Buck* y debe pasar a modo *Boost*, pasa por una zona de transición, que a nivel de implementación puede provocar problemas de inestabilidad.

Así en la literatura, para reducir la zona de transición, o *Buck-Boost*, al mínimo se proponen diversas técnicas de control y compensación, desde las más complejas hasta las más óptimas. Existen diferentes tipos de modulaciones, sin embargo, en esta tesis se elige una técnica de modulación basada en el escalado en magnitud de dos ondas portadoras, permitiendo diseñar una zona de transición, que consigue obtener la operación del convertidor en todo su rango de funcionamiento. Además, se incorpora una técnica adicional con histéresis para mejorar las transiciones entre un modo y otro.

A nivel de control, existen diferentes propuestas, en donde la aportación de la presente tesis se centra:

- El control del convertidor incorporando la estrategia de *Feedforward* en los tres modos de funcionamiento, permitiendo reducir las perturbaciones de entrada y

salida, así como la reducción y simplificación de la planta a un sistema de primer orden.

- Aplicación de los modelos de baterías y supercondensadores, para la simulación, con PSIM y Simulink, de la gestión de energía del sistema de distribución de potencia con múltiples unidades de energía, el cual incorpora una combinación de técnicas seleccionadas y combinadas, del estado de la técnica.

8.2.3 Divulgación de la investigación

A lo largo de la tesis doctoral se han realizado aportaciones científicas en el área de modelado e identificación de baterías y supercondensadores. Estas aportaciones se han divulgado a través de 1 artículo a revista internacional; 2 artículos enviados a revistas internacionales, actualmente en revisión; 2 artículos en congresos internacionales; 4 artículos en congresos nacionales.

Además, se han realizado colaboraciones de investigación en otras temáticas que han dado como resultado 1 artículo a revista, 3 artículos a congreso internacional, y 4 artículos a congreso nacional.

El detalle de todas estas publicaciones se encuentra en la sección denominada Contenidos Publicados y Presentados, situada al comienzo de este documento de tesis.

8.3 TRABAJOS FUTUROS

En el proceso de desarrollo del estudio realizado, se han identificado varias áreas de interés e investigación, las cuales se resumen a continuación:

- Modelado de sistemas de almacenamiento de energía, en particular baterías y supercondensadores, orientado a un modelado online o en tiempo real.
- Desarrollo de modelos que incluyan parámetros tales como la temperatura y envejecimiento, como variables externas, aplicando el procedimiento de modelado y señal de identificación presentados.
- La implementación experimental del convertidor *Buck-Boost* con técnicas de conmutación suave, para mejorar su eficiencia.
- Por último, la implementación del sistema de gestión de energía de manera offline, para controlar eficientemente las fuentes y almacenamientos de energía, y reducir las pérdidas totales en la gestión de la energía.

Referencias

REFERENCIAS

- [1] J. Töpler and J. Lehmann, “*Hydrogen and Fuel Cell*,” Springer, 2015.
- [2] A. Z. Weber and T. E. Lipman, “*Fuel Cells and Hydrogen Production*,” Springer, 2018.
- [3] S. Chakraborty, H. N. Vu, M. M. Hasan, D. D. Tran, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, “DC-DC converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends,” *Energies*, vol. 12, no. 8, 2019.
- [4] I. Jiya, N. Gurusinghe, and R. Gouws, “Electrical Circuit Modelling of Double Layer Capacitors for Power Electronics and Energy Storage Applications: A Review,” *Electronics*, vol. 7, no. 11, p. 268, 2018.
- [5] Mathworks, “Simulink ® Design Optimization User ’s Guide.” MathWorks, Natick, MA, USA, 2018.
- [6] I. Aharon and A. Kuperman, “Topological overview of powertrains for battery-powered vehicles with range extenders,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 868–876, 2011.
- [7] F. Díaz-González, A. Sumper, and G.-B. Oriol, *Generating Systems Based on Renewable Power*. London: Wiley, 2016.
- [8] Y. Manoharan, S. E. Hosseini, B. Butler, and H. Alzhahrani, “Hydrogen Fuel Cell Vehicles; Current Status and Future Prospect,” *Appl. Sci.*, 2019.
- [9] “Power vs energy density 3 - Diagrama de Ragone - Wikipedia, la enciclopedia libre.” [Online]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Diagrama_de_Ragone#/media/Archivo:Power_vs_energy_density_3.svg. [Accessed: 19-Jun-2019].
- [10] B. Scrosati, J. Garche, and T. Werner, *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*, vol. 1. Oxford: Woodhead, 2015.
- [11] A. Das, D. Li, D. Williams, and D. Greenwood, “Joining Technologies for Automotive Battery Systems Manufacturing,” *World Electr. Veh. J.*, vol. 9, no. 2, p. 22, 2018.
- [12] X. Zhang, J. Lu, S. Yuan, J. Yang, and X. Zhou, “A novel method for identification

- of lithium-ion battery equivalent circuit model parameters considering electrochemical properties,” *J. Power Sources*, vol. 345, pp. 21–29, 2017.
- [13] O. Tremblay and L. A. Dessaint, “Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications,” *World Electr. Veh. J.*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, 2009.
 - [14] T. Huria, G. Ludovici, and G. Lutzemberger, “State of charge estimation of high power LFP cells,” *J. Power Sources*, vol. 249, pp. 92–102, 2013.
 - [15] R. Klein, N. A. Chaturvedi, J. Christensen, J. Ahmed, R. Findeisen, and A. Kojic, “Electrochemical model based observer design for a lithium-ion battery,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 21, no. 2, pp. 289–301, 2013.
 - [16] Q. Zhang, Y. Shang, N. Cui, Y. Li, and C. Zhang, “A fractional-order KiBaM of lithium-ion batteries with capacity nonlinearity,” *Proc. - 2017 Chinese Autom. Congr. CAC 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 4995–5000, 2017.
 - [17] S. Li and B. Ke, “Study of battery modeling using mathematical and circuit oriented approaches,” *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2011.
 - [18] S. N. Motapon, A. Lupien-Bedard, L.-A. Dessaint, H. Fortin-Blanchette, and K. Al-Haddad, “A Generic Electro-Thermal Li-Ion Battery Model for Rapid Evaluation of Cell Temperature Temporal Evolution,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 0046, no. c, pp. 1–1, 2016.
 - [19] “Implement generic battery model - Simulink - MathWorks España.” [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html;jsessionid=43d0de57d7d648293f48b615d20c>. [Accessed: 20-Jun-2019].
 - [20] M. Chen, S. Member, and G. A. Rinc, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I – V Performance,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.
 - [21] J. Li and M. S. Mazzola, “Accurate battery pack modeling for automotive applications,” *J. Power Sources*, vol. 237, pp. 215–228, 2013.
 - [22] R. Jackey, M. Saginaw, P. Sanghvi, J. Gazzarri, T. Huria, and M. Ceraolo, “Battery Model Parameter Estimation Using a Layered Technique: An Example Using a Lithium Iron Phosphate Cell,” *MathWorks*, pp. 1–14, 2013.
 - [23] L. Zhang, H. Peng, Z. Ning, Z. Mu, and C. Sun, “Comparative Research on RC Equivalent Circuit Models for Lithium-Ion Batteries of Electric Vehicles,” *Appl. Sci.*, vol. 7, no. 10, p. 1002, 2017.
 - [24] W. Gao, M. Jiang, and Y. Hou, “Research on PNGV model parameter identification of LiFePO₄ Li-ion battery based on FMRLS,” *Proc. 2011 6th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2011*, no. 10111406006, pp. 2294–2297, 2011.
 - [25] F. Jin, H. Yongling, and W. Guofu, “Comparison Study of Equivalent Circuit Model of Li-Ion Battery for Electrical Vehicles,” vol. 6, no. 20, pp. 3756–3759, 2013.
 - [26] M. Farag, M. Fleckenstein, and S. R. Habibi, “Li-Ion Battery SOC Estimation Using Non-Linear Estimation Strategies Based on Equivalent Circuit Models,” *SAE Tech. Pap. Ser.*, vol. 1, 2014.

-
- [27] C. R. Birkl and D. A. Howey, "Model identification and parameter estimation for LiFePO₄," *1st Catapult Conf. Energy Storage Technol.*, pp. 1–6, 2013.
 - [28] U. Westerhoff, K. Kurbach, F. Lienesch, and M. Kurrat, "Analysis of Lithium-Ion Battery Models Based on Electrochemical Impedance Spectroscopy," *Energy Technol.*, vol. 4, no. 12, pp. 1620–1630, 2016.
 - [29] S. Gantenbein, M. Weiss, and E. Ivers-ti, "Impedance based time-domain modeling of lithium-ion batteries : Part I," vol. 379, no. September 2017, pp. 317–327, 2018.
 - [30] B. Xia, X. Zhao, R. de Callafon, H. Garnier, T. Nguyen, and C. Mi, "Accurate Lithium-ion battery parameter estimation with continuous-time system identification methods," *Appl. Energy*, vol. 179, pp. 426–436, 2016.
 - [31] J. Li, M. S. Mazzola, J. Gafford, B. Jia, and M. Xin, "Bandwidth based electrical-analogue battery modeling for battery modules," *J. Power Sources*, vol. 218, pp. 331–340, 2012.
 - [32] D. Andre, M. Meiler, K. Steiner, H. Walz, T. Soczka-Guth, and D. U. Sauer, "Characterization of high-power lithium-ion batteries by electrochemical impedance spectroscopy. II: Modelling," *J. Power Sources*, vol. 196, no. 12, pp. 5349–5356, 2011.
 - [33] A. Fotouhi, D. J. Auger, K. Propp, and S. Longo, "Accuracy Versus Simplicity in Online Battery Model Identification," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. 48, no. 2, pp. 195–206, 2018.
 - [34] X. Lai, Y. Zheng, and T. Sun, "A comparative study of different equivalent circuit models for estimating state-of-charge of lithium-ion batteries," *Electrochim. Acta*, vol. 259, pp. 566–577, 2018.
 - [35] M. Farag, M. Fleckenstein, and S. R. Habibi, "Li-Ion Battery SOC Estimation Using Non-Linear Estimation Strategies Based on Equivalent Circuit Models," *SAE Technical Paper*, pp. 1-11, 2014-01-1849.
 - [36] S. Yuan, H. Wu, X. Ma, and C. Yin, "Stability analysis for Li-ion battery model parameters and state of charge estimation by measurement uncertainty consideration," *Energies*, vol. 8, no. 8, pp. 7729–7751, 2015.
 - [37] X. Lin *et al.*, "A lumped-parameter electro-thermal model for cylindrical batteries," *J. Power Sources*, vol. 257, pp. 1–11, 2014.
 - [38] M. Cacciato, G. Nobile, G. Scarcella, and G. Scelba, "Real-Time Model-Based Estimation of SOC and SOH for Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 794–803, 2017.
 - [39] G. Aurilio *et al.*, "A battery equivalent-circuit model and an advanced technique for parameter estimation," *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, vol. 2015-July, pp. 1705–1710, 2015.
 - [40] J. Li and M. S. Mazzola, "Accurate battery pack modeling for automotive applications," *J. Power Sources*, vol. 237, pp. 215–228, 2013.
 - [41] J. Yang, B. Xia, Y. Shang, W. Huang, and C. Mi, "Improved battery parameter estimation method considering operating scenarios for HEV/EV applications,"

- Energies*, vol. 10, no. 1, 2017.
- [42] W. D. Widanage *et al.*, “Design and use of multisine signals for Li-ion battery equivalent circuit modelling. Part 2: Model estimation,” *J. Power Sources*, vol. 324, pp. 61–69, 2016.
 - [43] A. J. Fairweather, M. P. Foster, and D. A. Stone, “Battery parameter identification with Pseudo Random Binary Sequence excitation (PRBS),” *J. Power Sources*, vol. 196, no. 22, pp. 9398–9406, 2011.
 - [44] B. Miao, R. Zane, and D. Maksimović, “System identification of power converters with digital control through cross-correlation methods,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1093–1099, 2005.
 - [45] M. Xia, J. Nie, Z. Zhang, X. Lu, and Z. Lin, “Nano Energy Suppressing self-discharge of supercapacitors via electrorheological effect of liquid crystals,” *Nano Energy*, vol. 47, no. November 2017, pp. 43–50, 2018.
 - [46] J. Lee *et al.*, “Modeling of the electrical and thermal behaviors of an ultracapacitor,” *Energies*, vol. 7, no. 12, pp. 8264–8278, 2014.
 - [47] J. Snoussi, S. Ben Elghali, M. Benbouzid, and M. F. Mimouni, “Auto-adaptive filtering-based energy management strategy for fuel cell hybrid electric vehicles,” *Energies*, vol. 11, no. 8, pp. 1–20, 2018.
 - [48] P. Saenger, N. Devillers, K. Deschinkel, M. C. Pera, R. Couturier, and F. Gustin, “Optimization of Electrical Energy Storage System Sizing for an Accurate Energy Management in an Aircraft,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 7, pp. 5572–5583, 2017.
 - [49] R. Signorelli, D. C. Ku, J. G. Kassakian, and J. E. Schindall, “Electrochemical double-layer capacitors using carbon nanotube electrode structures,” *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1837–1847, 2009.
 - [50] Shi, Zhang, Chen, and Mijowska, “Evaluation of Nanoporous Carbon Synthesized from Direct Carbonization of a Metal–Organic Complex as a Highly Effective Dye Adsorbent and Supercapacitor,” *Nanomaterials*, vol. 9, no. 4, p. 601, 2019.
 - [51] N. Xu and J. Riley, “Nonlinear analysis of a classical system : The double - layer capacitor,” *Electrochem. commun.*, vol. 13, no. 10, pp. 1077–1081, 2011.
 - [52] S. Njoya Motapon, L. A. Dessaint, and K. Al-Haddad, “A comparative study of energy management schemes for a fuel-cell hybrid emergency power system of more-electric aircraft,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1320–1334, 2014.
 - [53] “Implement generic supercapacitor model - Simulink - MathWorks España.” [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/supercapacitor.html>. [Accessed: 20-Jun-2019].
 - [54] M. Michalczuk, L. M. Grzesiak, and B. Ufnalski, “Experimental parameter identification of battery-ultracapacitor energy storage system,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2015-Sept, pp. 1260–1265, 2015.
 - [55] V. Musolino, L. Piegari, and E. Tironi, “New full-frequency-range supercapacitor

- model with easy identification procedure,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 112–120, 2013.
- [56] C. Wang, H. He, Y. Zhang, and H. Mu, “A comparative study on the applicability of ultracapacitor models for electric vehicles under different temperatures,” *Appl. Energy*, vol. 196, pp. 268–278, 2017.
- [57] L. Zhang, Z. Wang, X. Hu, F. Sun, and D. G. Dorrell, “A comparative study of equivalent circuit models of ultracapacitors for electric vehicles,” *J. Power Sources*, vol. 274, pp. 899–906, 2015.
- [58] C. Xie, X. Liu, L. Huang, and W. Fang, “Modeling of supercapacitor modules in the hybrid powertrain with a nonlinear 3-branch equivalent circuit,” *Int. J. Energy Res.*, vol. 42, no. 11, pp. 3524–3534, 2018.
- [59] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, “A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control / management perspective,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, no. May 2017, pp. 1868–1878, 2018.
- [60] E. Schaltz, P. O. Rasmussen, and A. Khaligh, “Non-inverting buck-boost converter for fuel cell applications,” *IECON Proc. Industrial Electron. Conf.*, pp. 855–860, 2008.
- [61] E. Schaltz and P. O. Rasmussen, “Design and comparison of power systems for a fuel cell hybrid electric vehicle,” *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.*, pp. 1–8, 2008.
- [62] E. Schaltz, “Design of a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle Drive System,” PhD Thesis, 2010, Aalborg University, Denmark.
- [63] T. Azib, C. Larouci, A. Chaibet, and M. Boukhniifer, “Online energy management strategy of a hybrid fuel cell/battery/ultracapacitor vehicular power system,” *IEEE Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 9, no. 5, pp. 548–554, 2014.
- [64] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications,” *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, 2009.
- [65] R. Georgious, J. Garcia, P. Garcia, and M. Sumner, “Analysis of hybrid energy storage systems with DC link fault ride-through capability,” *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, 2016.
- [66] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, and E. Berthelot, “An innovative control strategy of a single converter for hybrid fuel cell/supercapacitor power source,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4024–4031, 2010.
- [67] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël, and B. Davat, “Control of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid source for vehicle applications,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, 2009.
- [68] Tangirala Arun, “*Principles of System Identification*,” CRC Press, 2015.
- [69] R. Isermann and M. Münchhof, “*Identification of Dynamic Systems*,” Springer, 2011.
- [70] L. Turos, I. Szekely, G. Csernath, and K. Gyorgy, “Offline Battery Pack Model Optimization,” *EPE 2014 - Proc. 2014 Int. Conf. Expo. Electr. Power Eng.*, no. Epe,

- pp. 973–977, 2014.
- [71] Y. Parvini, “Modeling , Hybridization , and Optimal Charging of Electrical Energy Storage Systems,” Clemson University, 2016.
 - [72] G. L. Plett, “Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs - Part 2. Modeling and identification,” *J. Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 262–276, 2004.
 - [73] D. Jiani, L. Zhitao, W. Youyi, and W. Changyun, “A fuzzy logic-based model for Li-ion battery with SOC and temperature effect,” *IEEE Int. Conf. Control Autom. ICCA*, pp. 1333–1338, 2014.
 - [74] R. A. Jackey, G. L. Plett, and M. J. Klein, “Parameterization of a Battery Simulation Model Using Numerical Optimization Methods,” *Comput. Eng.*, vol. 4970, 2009.
 - [75] Agilent technologies, “(Function Generator) Users Guide Agilent 33120A 15 MHz Function / Arbitrary Waveform Generator,” 2002.
 - [76] Y. X. Yuan, “Recent advances in trust region algorithms,” *Math. Program.*, vol. 151, no. 1, pp. 249–281, 2015.
 - [77] X. Zhang, H. Peng, H. Wang, and M. Ouyang, “Hybrid Lithium Iron Phosphate Battery and Lithium Titanate Battery Systems for Electric Buses,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 2, pp. 956–965, 2018.
 - [78] M. U. Cuma and T. Koroglu, “A comprehensive review on estimation strategies used in hybrid and battery electric vehicles,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 42, pp. 517–531, 2015.
 - [79] N. Nitta, F. Wu, J. T. Lee, and G. Yushin, “Li-ion battery materials: Present and future,” *Mater. Today*, vol. 18, no. 5, pp. 252–264, 2015.
 - [80] E. Hosseinzadeh, R. Genieser, D. Worwood, A. Barai, J. Marco, and P. Jennings, “A systematic approach for electrochemical-thermal modelling of a large format lithium-ion battery for electric vehicle application,” *J. Power Sources*, vol. 382, no. January, pp. 77–94, 2018.
 - [81] M. Farag, M. Fleckenstein, and S. Habibi, “Continuous piecewise-linear , reduced-order electrochemical model for lithium-ion batteries in real-time applications,” *J. Power Sources*, vol. 342, 2017.
 - [82] D. Sauerteig, N. Hanselmann, A. Arzberger, H. Reinshagen, S. Ivanov, and A. Bund, “Electrochemical-mechanical coupled modeling and parameterization of swelling and ionic transport in lithium-ion batteries,” *J. Power Sources*, vol. 378, no. September 2017, pp. 235–247, 2018.
 - [83] C. Zhang, W. Allafi, Q. Dinh, P. Ascencio, and J. Marco, “Online estimation of battery equivalent circuit model parameters and state of charge using decoupled least squares technique,” *Energy*, vol. 142, pp. 678–688, 2018.
 - [84] E. Raszmann, K. Baker, Y. Shi, and D. Christensen, “Modeling Stationary Lithium-Ion Batteries for Optimization and Predictive Control Preprint Modeling Stationary Lithium-Ion Batteries for Optimization and Predictive Control,” vol. 18302, 2017.
 - [85] C. Zhang, K. Li, J. Deng, and S. Song, “Improved Realtime State-of-Charge

- Estimation of LiFePO₄Battery Based on a Novel Thermoelectric Model,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 654–663, 2017.
- [86] S. Nejad, D. T. Gladwin, and D. A. Stone, “A systematic review of lumped-parameter equivalent circuit models for real-time estimation of lithium-ion battery states,” *J. Power Sources*, vol. 316, pp. 183–196, 2016.
- [87] A. A. H. Hussein and I. Batarseh, “An overview of generic battery models,” *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, no. 4, pp. 4–9, 2011.
- [88] X. Hu, S. Li, and H. Peng, “A comparative study of equivalent circuit models for Li-ion batteries,” *J. Power Sources*, vol. 198, pp. 359–367, 2012.
- [89] Il-Song Kim, “Nonlinear State of Charge Estimator for Hybrid Electric Vehicle Battery,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 2027–2034, 2008.
- [90] C. R. Gould, C. M. Bingham, D. A. Stone, and P. Bentley, “New battery model and state-of-health determination through subspace parameter estimation and state-observer techniques,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3905–3916, 2009.
- [91] C. Gould, J. Wang, D. Stone, and M. Foster, “EV/HEV Li-ion battery modelling and State-of-Function determination,” *SPEEDAM 2012 - 21st Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 353–358, 2012.
- [92] A. Barai, W. D. Widanage, J. Marco, A. McGordon, and P. Jennings, “A study of the open circuit voltage characterization technique and hysteresis assessment of lithium-ion cells,” *J. Power Sources*, vol. 295, pp. 99–107, 2015.
- [93] R. Ahmed *et al.*, “Model-Based Parameter Identification of Healthy and Aged Li-ion Batteries for Electric Vehicle Applications,” *SAE Int. J. Altern. Powertrains*, vol. 4, no. 2, pp. 2015-01–0252, 2015.
- [94] T. Huria, M. Ceraolo, J. Gazzarri, and R. Jackey, “High Fidelity Electrical Model with Thermal Dependence for Characterization and Simulation of High Power Lithium Battery Cells,” *Syst. Eng.*, pp. 1–8, 2012.
- [95] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, “Time-domain parameter extraction method for thévenin-equivalent circuit battery models,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 558–566, 2014.
- [96] J. Rivera-Barrera, N. Muñoz-Galeano, and H. Sarmiento-Maldonado, “SoC Estimation for Lithium-ion Batteries: Review and Future Challenges,” *Electronics*, vol. 6, no. 4, 2017.
- [97] H. Hongwen, X. Rui, Z. Xiaowei, S. Fengchun, and F. JinXin, “State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery Using an Adaptive Extended Kalman Filter Based on an Improved Thevenin Model,” *Veh. Technol. IEEE Trans.*, vol. 60, no. 4, pp. 1461–1469, 2011.
- [98] C. Raga, A. Barrado, A. Lazaro, I. Quesada, M. Sanz, and P. Zumel, “Driving profile and fuel cell minimum power analysis impact over the size and cost of fuel cell based propulsion systems,” *Proc. - 2015 9th Int. Conf. Compat. Power Electron. CPE 2015*, pp. 390–395, 2015.
- [99] M. Ristic, Y. Gryska, J. V. M. McGinley, and V. Yufit, “Supercapacitor energy

- storage for magnetic resonance imaging systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 4255–4264, 2014.
- [100] W. Wu, J. Partridge, and R. Bucknall, “Development and Evaluation of a Degree of Hybridisation Identification Strategy for a Fuel Cell Supercapacitor Hybrid Bus,” *Energies*, vol. 12, no. 1, p. 142, 2019.
- [101] F. Ciccarelli, L. P. Di Noia, and R. Rizzo, “Integration of photovoltaic plants and supercapacitors in tramway power systems,” *Energies*, vol. 11, no. 2, pp. 1–14, 2018.
- [102] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, “Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, 2010.
- [103] X. Yang, P. Wen, Y. Xue, T. Q. Zheng, and Y. Wang, “Super capacitor energy storage based MMC for energy harvesting in mine hoist application,” *Energies*, vol. 10, no. 9, 2017.
- [104] H. Yang and Y. Zhang, “A study of supercapacitor charge redistribution for applications in environmentally powered wireless sensor nodes,” *J. Power Sources*, vol. 273, pp. 223–226, 2015.
- [105] H. Wang *et al.*, “Suppressing the Self-Discharge of Supercapacitors by Modifying Separators with an Ionic Polyelectrolyte,” *Adv. Mater. Interfaces*, vol. 5, no. 10, pp. 1–7, 2018.
- [106] W. Sarwar, M. Marinescu, N. Green, N. Taylor, and G. Offer, “Electrochemical double layer capacitor electro-thermal modelling,” *J. Energy Storage*, vol. 5, pp. 10–24, 2016.
- [107] H. Wang and L. Pilon, “Mesoscale modeling of electric double layer capacitors with three-dimensional ordered structures,” *J. Power Sources*, vol. 221, pp. 252–260, 2013.
- [108] L. Shi and M. L. Crow, “Comparison of ultracapacitor electric circuit models,” *IEEE Power Energy Soc. 2008 Gen. Meet. Convers. Deliv. Electr. Energy 21st Century, PES*, pp. 1–6, 2008.
- [109] H. Miniguano, A. Barrado, C. Raga, A. Lázaro, C. Fernández, and M. Sanz, “A comparative study and parameterization of supercapacitor electrical models applied to hybrid electric vehicles,” *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, pp. 5–10, 2017.
- [110] M. Ceraolo, G. Lutzemberger, and D. Poli, “State-Of-Charge Evaluation Of Supercapacitors,” *J. Energy Storage*, vol. 11, pp. 211–218, 2017.
- [111] L. Zubieta and R. Bonert, “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, 2000.
- [112] C. H. Wu, Y. H. Hung, and C. W. Hong, “On-line supercapacitor dynamic models for energy conversion and management,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 53, no. 1, pp. 337–345, 2012.
- [113] C. Quintáns, R. Iglesias, A. Lago, J. M. Acevedo, and C. Martínez-Peñalver, “Methodology to Obtain the Voltage-Dependent Parameters of a Fourth-Order

- Supercapacitor Model With the Transient Response to Current Pulses,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3868–3878, 2017.
- [114] E. Schaeffer, F. Auger, Z. Shi, P. Guillemet, and L. Loron, “Comparative analysis of some parametric model structures dedicated to EDLC Diagnosis,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 387–396, 2016.
- [115] Y. Parvini, J. B. Siegel, A. G. Stefanopoulou, and A. Vahidi, “Supercapacitor Electrical and Thermal Modeling, Identification, and Validation for a Wide Range of Temperature and Power Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1574–1585, 2016.
- [116] J. Kang, J. Wen, S. H. Jayaram, A. Yu, and X. Wang, “Development of an equivalent circuit model for electrochemical double layer capacitors (EDLCs) with distinct electrolytes,” *Electrochim. Acta*, vol. 115, pp. 587–598, 2014.
- [117] K. B. Oldham, “A Gouy-Chapman-Stern model of the double layer at a (metal)/(ionic liquid) interface,” *J. Electroanal. Chem.*, vol. 613, no. 2, pp. 131–138, 2008.
- [118] B. E. Conway, W. G. Pell, and T. C. Liu, “Diagnostic analyses for mechanisms of self-discharge of electrochemical capacitors and batteries,” *J. Power Sources*, vol. 65, no. 1–2, pp. 53–59, 1997.
- [119] H. Ji *et al.*, “Capacitance of carbon-based electrical double-layer capacitors,” *Nat. Commun.*, vol. 5, no. Cmcmm, pp. 1–7, 2014.
- [120] R. Faranda, “A new parameters identification procedure for simplified double layer capacitor two-branch model,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 4, pp. 363–371, 2010.
- [121] H. Yang and Y. Zhang, “Characterization of supercapacitor models for analyzing supercapacitors connected to constant power elements,” *J. Power Sources*, vol. 312, pp. 165–171, 2016.
- [122] J. Solano, D. Hissel, and M. C. Pera, “Modeling and parameter identification of ultracapacitors for hybrid electrical vehicles,” *IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 214–217, 2013.
- [123] S. H. Kim, W. Choi, K. B. Lee, and S. Choi, “Advanced dynamic simulation of supercapacitors considering parameter variation and self-discharge,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3377–3385, 2011.
- [124] S. Buller, E. Karden, D. Kok, and R. W. De Doncker, “Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1622–1626, 2002.
- [125] V. Musolino, L. Piegari, and E. Tironi, “New full-frequency-range supercapacitor model with easy identification procedure,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 112–120, 2013.
- [126] T. Wei, X. Qi, and Z. Qi, “An improved ultracapacitor equivalent circuit model for the design of energy storage power systems,” *Electr. Mach. Syst. 2007. ...*, no. c, pp. 1–5, 2007.
- [127] J. M. Miller, P. J. McCleer, and M. Cohen, “Ultracapacitors as energy buffers in a

- multiple zone electrical distribution system,” *Glob. Powertrain Conf. Expo. Crowne Plaza Hotel. Ann Arbor, MI*, 2003.
- [128] C. Quintáns, R. Iglesias, A. Lago, J. M. Acevedo, and C. Martínez-Peñalver, “Methodology to Obtain the Voltage-Dependent Parameters of a Fourth-Order Supercapacitor Model With the Transient Response to Current Pulses,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3868–3878, 2017.
 - [129] W. Lajnef, J. M. Vinassa, O. Briat, S. Azzopardi, and E. Woirgard, “Characterization methods and modelling of ultracapacitors for use as peak power sources,” *J. Power Sources*, vol. 168, no. 2, pp. 553–560, 2007.
 - [130] H. Yang, “Estimation of Supercapacitor Charge Capacity Bounds Considering Charge Redistribution,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 8, pp. 6980–6993, 2018.
 - [131] S. Noh, J. Choi, H. C. Kim, and E. K. Lee, “PSiM based electric modeling of supercapacitors for line voltage regulation of electric train system,” *PECon 2008 - 2008 IEEE 2nd Int. Power Energy Conf.*, no. PECon 08, pp. 855–859, 2008.
 - [132] W. D. Widanage *et al.*, “Design and use of multisine signals for Li-ion battery equivalent circuit modelling. Part 1: Signal design,” *J. Power Sources*, vol. 324, pp. 70–78, 2016.
 - [133] M. Shirazi, J. Morroni, A. Dolgov, R. Zane, and D. Maksimovic, “Integration of frequency response measurement capabilities in digital controllers for dc-dc converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2524–2535, 2008.
 - [134] P. J. Weddle, R. J. Kee, and T. Vincent, “A Stitching Algorithm to Identify Wide-Bandwidth Electrochemical Impedance Spectra for Li-Ion Batteries Using Binary Perturbations,” *J. Electrochem. Soc.*, vol. 165, no. 9, pp. A1679–A1684, 2018.
 - [135] J. D. Gabano, T. Poinot, and H. Kanoun, “LPV continuous fractional modeling applied to ultracapacitor impedance identification,” *Control Eng. Pract.*, vol. 45, pp. 86–97, 2015.
 - [136] Y. Li, C. Liao, L. Wang, L. Wang, and D. Xu, “Subspace-based modeling and parameter identification of lithium-ion batteries,” *Int. J. Energy Res.*, vol. 38, no. October 2013, pp. 1024–1038, 2013.
 - [137] H. Zhang and M. Y. Chow, “Comprehensive dynamic battery modeling for PHEV applications,” *IEEE PES Gen. Meet. PES 2010*, pp. 1–6, 2010.
 - [138] M. S. Farag, R. Ahmed, S. A. Gadsden, S. R. Habibi, and J. Tjong, “A comparative study of Li-ion battery models and nonlinear dual estimation strategies,” *2012 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo, ITEC 2012*, 2012.
 - [139] H. Miniguano, A. Barrado, C. Fernández, P. Zumel, and L. Antonio, “A General Parameter Identification Procedure Used for the Comparative Study of Supercapacitors Models,” *Energies*, vol. 12, no. 1776, p. 20, 2019.
 - [140] N. Somakettarin and T. Funaki, “Study on Factors for Accurate Open Circuit Voltage Characterizations in Mn-Type Li-Ion Batteries,” *Batteries*, vol. 3, no. 1, p. 8, 2017.
 - [141] P. J. Grbović, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus, “The ultracapacitor-based regenerative controlled electric drives with power-smoothing capability,” *IEEE*

- Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4511–4522, 2012.
- [142] A. Burke, “Ultracapacitor technologies and applications in hybrid and electric vehicles,” *Int. J. Energy Res.*, no. 2, pp. 70–79, 2009.
- [143] C. Raga, A. Barrado, H. Miniguano, A. Lazaro, I. Quesada, and A. Martin-Lozano, “Analysis and Sizing of Power Distribution Architectures Applied to Fuel Cell Based Vehicles,” *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2597, 2018.
- [144] X. Wu, X. Li, and J. Du, “State of Charge Estimation of Lithium-Ion Batteries over Wide Temperature Range Using Unscented Kalman Filter,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41993–42003, 2018.
- [145] S. Zhang and N. Pan, “Supercapacitors performance evaluation,” *Adv. Energy Mater.*, vol. 5, no. 6, pp. 1–19, 2015.
- [146] S. Nejad, D. T. Gladwin, and D. A. Stone, “A hybrid battery parameter identification concept for lithium-ion energy storage applications,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1980–1985, 2016.
- [147] C. Raga, “Dimensionamiento, modelado e implementación de sistemas de distribución de potencia aplicados a vehículos eléctricos híbridos basados en pilas de combustible,” Universidad Carlos III de Madrid, 2015.
- [148] I. Aharon, D. Shmilovitz, and A. Kuperman, “Multimode power processing interface for fuel cell range extender in battery powered vehicle,” *Appl. Energy*, vol. 204, pp. 572–581, 2017.
- [149] C. Raga *et al.*, “Black-box model, identification technique and frequency analysis for PEM fuel cell with overshooted transient response,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5334–5346, 2014.
- [150] X. E. Hong, J. F. Wu, and C. L. Wei, “98.1%-Efficiency Hysteretic-Current-Mode Noninverting Buck-Boost DC-DC Converter With Smooth Mode Transition,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2008–2017, 2017.
- [151] Y. M. Chen, Y. L. Chen, and C. W. Chen, “Progressive smooth transition for four-switch buck-boost converter in photovoltaic applications,” *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Energy Convers. Innov. a Clean Energy Futur. ECCE 2011, Proc.*, pp. 3620–3625, 2011.
- [152] G. K. Andersen and F. Blaabjerg, “Current Programmed Control of a Single Phase Two-Switch Buck-Boost Power Factor Correction Circuit,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 350–356, 2006.
- [153] D. H. Kim and B. K. Lee, “An Enhanced Control Algorithm for Improving the Light-Load Efficiency of Noninverting Synchronous Buck-Boost Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3395–3399, 2016.
- [154] Y.-J. Lee, A. Khaligh, and A. Emadi, “A Compensation Technique for Smooth Transitions in Non-inverting Buck-Boost Converter,” *2009 Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 608–614, 2009.
- [155] C. Yao, X. Ruan, W. Cao, and P. Chen, “A two-mode control scheme with input voltage feed-forward for the two-switch buck-boost DC-DC converter,” *IEEE Trans.*

- Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 2037–2048, 2014.
- [156] I. Aharon, A. Kuperman, and D. Shmilovitz, “Analysis of dual-carrier modulator for bidirectional noninverting buck-boost converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 840–848, 2015.
 - [157] N. Zhang, S. Batternally, K. C. Lim, K. W. See, and F. Han, “Analysis of the non-inverting buck-boost converter with four-mode control method,” *Proc. IECON 2017 - 43rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 2017-Janua, pp. 876–881, 2017.
 - [158] V. Choudhary, T. Hegarty, and D. Pace, “Under the hood of a noninverting buck-boost converter,” *Power Supply Design Seminar Texas Instrument*, no. 17. 2016.
 - [159] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, and R. Giral, “Hysteretic transition method for avoiding the dead-zone effect and subharmonics in a noninverting buck-boost converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3418–3430, 2015.
 - [160] D. C. Jones and R. W. Erickson, “Buck-boost converter efficiency maximization via a nonlinear digital control mapping for adaptive effective switching frequency,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 3, pp. 153–165, 2013.
 - [161] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Control of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 2005, pp. 768–773, 2005.

Anexos

ANEXOS

ANEXOS	163
A.1 INTERFAZ DE PROGRAMACIÓN EN LABVIEW	165
A.2 PROGRAMACIÓN DEL PERFIL DE IDENTIFICACIÓN	167

A.1 INTERFAZ DE PROGRAMACIÓN EN LABVIEW

Para realizar las pruebas experimentales necesarias para la identificación de los modelos de las baterías de ion-litio y supercondensadores, es necesario un software que permita la sincronización de la instrumentación de laboratorio. El software utilizado en la realización de esta tesis es LabVIEW, cuya interfaz gráfica y programación por bloques permite flexibilizar la programación, reduciendo el tiempo de desarrollo en el prototipado y adquisición de datos.

Los archivos creados en LabVIEW se llaman Instrumentos Virtuales o VIs. Estos archivos forman parte de las librerías que permiten acceder a múltiples funciones y drivers de equipos comerciales.

Los perfiles de identificación y verificación de corriente, que son inyectados a la batería y supercondensador, deben ser generados por una carga compuesta, al menos, por dos equipos: una carga programable (Chroma 63206A-600) para la demanda de corriente y una fuente programable (Sorensen SGI400/38) para la inyección de corriente. De esta manera, es posible emular el perfil de conducción de un vehículo eléctrico con frenado regenerativo. Además, se requiere la adquisición de los datos, que se realiza a través de una tarjeta de adquisición de datos (MyDAQ), como se muestra en la Figura A.1.

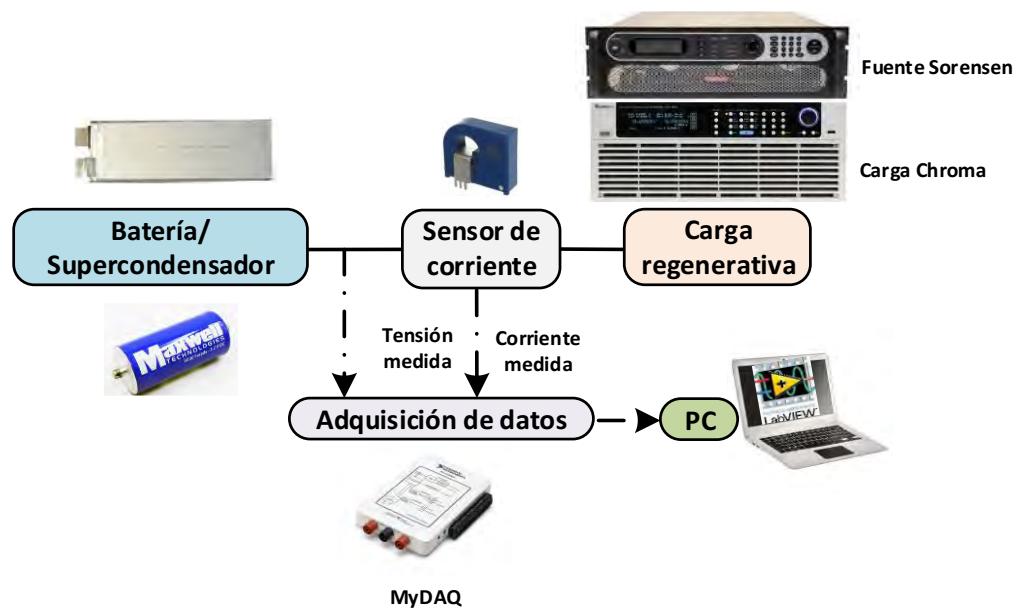
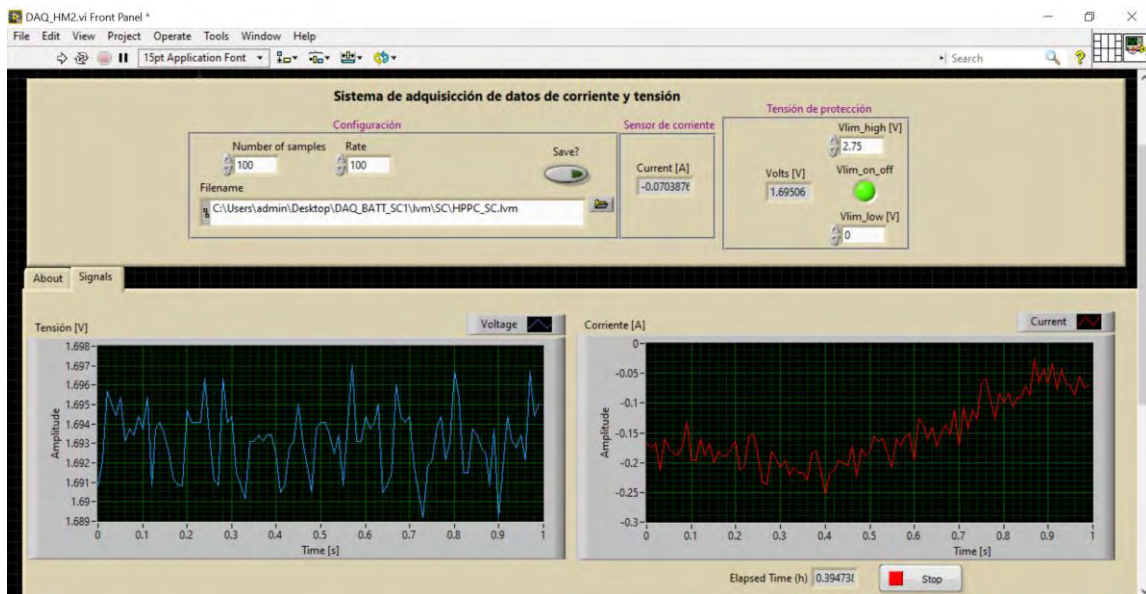


Figura A.1. Diagrama de bloques del sistema experimental implementado para la caracterización de baterías y supercondensadores.

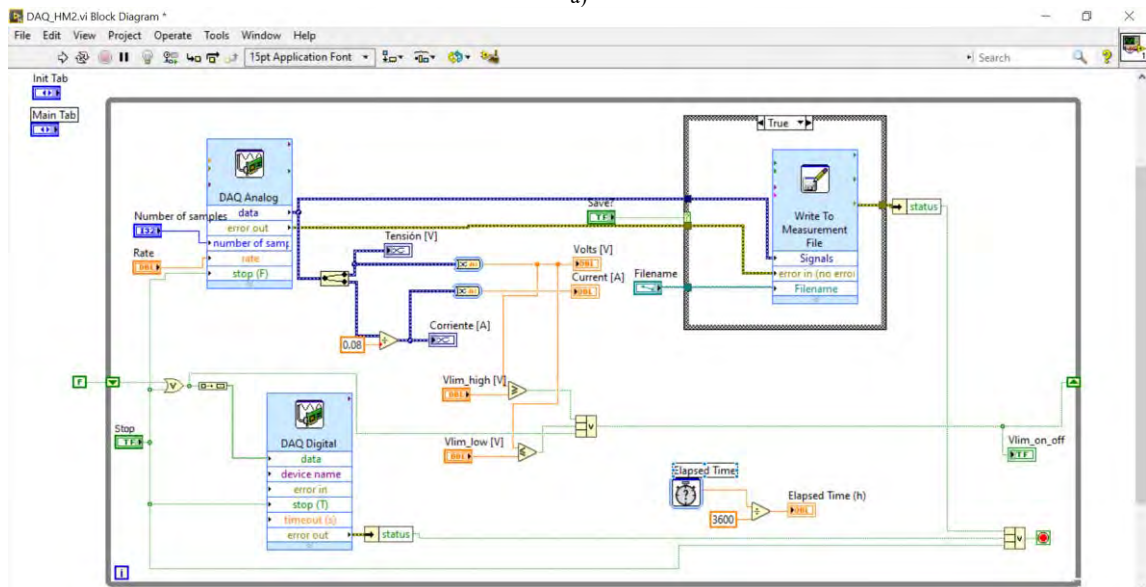
La interfaz de programación de LabVIEW para la adquisición de datos con la tarjeta MyDAQ, permite visualizar, en un panel frontal, las formas de ondas de corriente y tensión medidos en los terminales del dispositivo a modelar, así como los controles de ejecución de la aplicación, Figura A.2. a).

La conexión de este panel está directamente asociada con el diagrama de bloques mostrado en la Figura A.2. b), a través de funciones VIs que permiten comunicarse y

gestionar el flujo de datos, para un posterior procesamiento y estimación de los parámetros de los modelos de baterías y supercondensadores, a identificar.



a)



b)

Figura A.2. Interfaz de programación en LabVIEW para MyDAQ: a) panel frontal y b) diagrama de bloques.

Las funciones principales del sistema mostrado en el diagrama de bloque es la medida de tensión de los sensores, a través de dos entradas analógicas, el almacenamiento de los datos en un archivo, y la monitorización de una protección de sobretensión o cortocircuito a través de una salida digital. Estas funcionalidades permiten, en tiempo real, monitorizar y controlar el estado de las medidas experimentales.

Una vez definido el sistema de adquisición de datos, en la siguiente sección, se indica el procedimiento de control y sincronización de los distintos elementos que conforman la carga

dinámica del sistema experimental construido, para producir los perfiles de identificación y verificación.

A.2 PROGRAMACIÓN DEL PERFIL DE IDENTIFICACIÓN

Durante el proceso de verificación del modelo se utilizan perfiles de verificación estándar, tales como el perfil de conducción ECE-15 y el HPPC.

En la Figura A.3, se muestra un ciclo del perfil de verificación basado en el perfil de conducción ECE-15. Este perfil se compone de rampas de corriente y escalones de corriente.

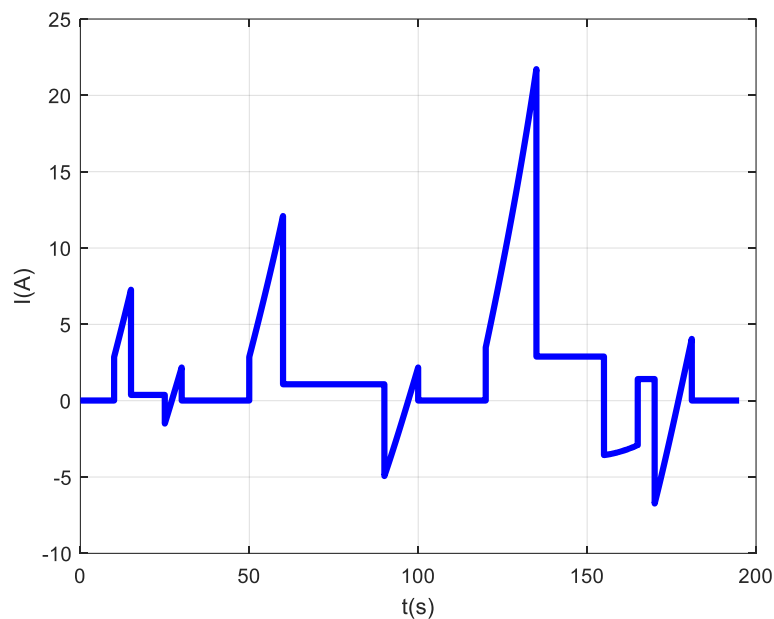
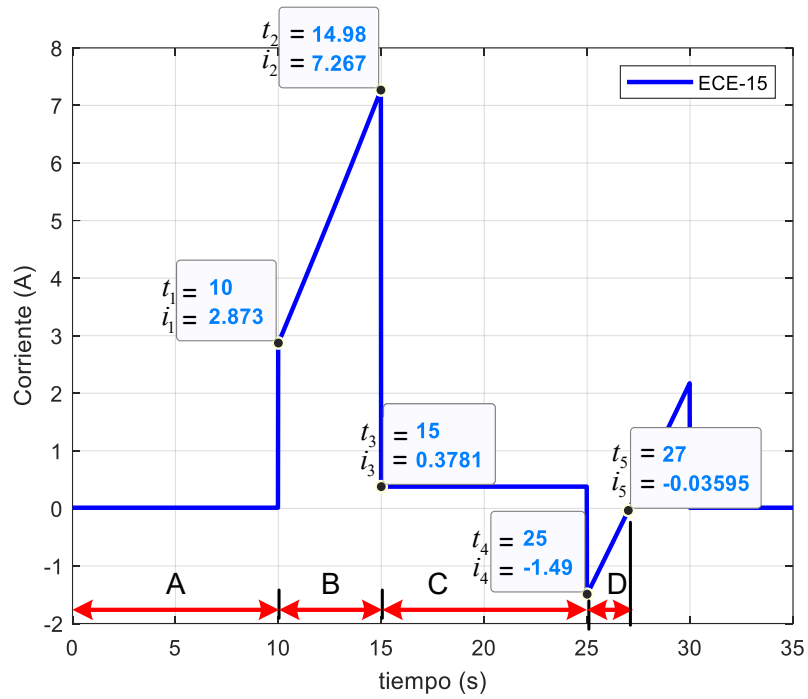


Figura A.3. Perfil de corriente basado en el perfil de conducción ECE-15.

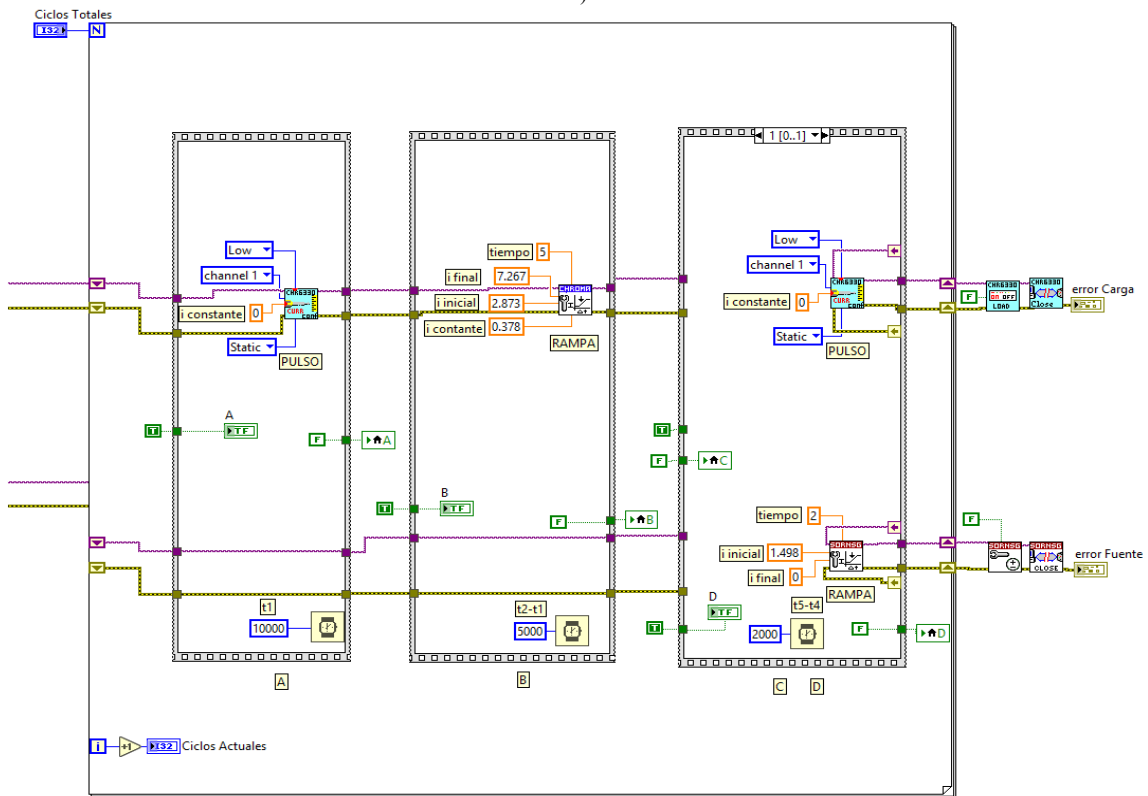
El perfil de corriente de la Figura A.3, debe ser generado por la fuente programable (Sorensen SGI400/38) y la carga programable (Chroma 63206A-600) conectadas en paralelo. Para ello, tienen que ser gestionadas y sincronizadas a través de LabVIEW. Para lograr este objetivo, es necesario transmitir comandos estandarizados como son los SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). Estos comandos están disponible a través de librerías desarrolladas por los propios fabricantes de equipos y a través de la web.

Para una mejor comprensión, se muestra como ejemplo el primer tramo del perfil ECE-15, Figura A.4 a). En la Figura A.4 b) se muestra el diagrama de bloques del circuito que permite generar las referencias de los pulsos y rampas de corriente. Este perfil se ha dividido en los tramos A, B, C y D, donde en los tramos A, B y C se programan para que actúe la carga dinámica Chroma, y el tramo D para que actúe la fuente programable Sorensen.

Una vez definidos los valores de los pulsos y rampas del perfil, este proceso se repite como función del número de ciclos.



a)



b)

Figura A.4. Perfil de corriente basado en el perfil de conducción ECE-15: a) valores numéricos y b) diagrama de bloques en LabVIEW.

